



Analyse de performances de systèmes de communication sans-fils exploitant micro- et macro-diversité

Ilham Ouachani

► To cite this version:

Ilham Ouachani. Analyse de performances de systèmes de communication sans-fils exploitant micro- et macro-diversité. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Université Paris Sud - Paris XI, 2005. Français. NNT: . tel-00011058

HAL Id: tel-00011058

<https://theses.hal.science/tel-00011058>

Submitted on 19 Nov 2005

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



UNIVERSITÉ DE PARIS-SUD
U. F. R. SCIENTIFIQUE D'ORSAY

CENTRE D'ORSAY

Numéro d'ordre : 7919

THÈSE DE DOCTORAT

présentée pour l'obtention du

Grade de Docteur

à l'Université de PARIS XI ORSAY

Discipline : Automatique et Traitement du Signal

par

Ilham OUACHANI

ANALYSE DE PERFORMANCE DE SYSTÈMES DE COMMUNICATIONS SANS-FILS EXPLOITANT MICRO- ET MACRO-DIVERSITÉ

Soutenue le 28 Juin 2005 devant le jury composé de :

M.	Jean-François DIOURIS	Président du jury
M	Mohamed-Slim ALOUINI	Rapporteur
M.	Jean-François HÉLARD	Rapporteur
M.	Karim ABED-MERAIM	Examineur
M.	Pierre DUHAMEL	Directeur de thèse
Mme.	Karine GOSSE	Directrice de thèse

©2005

Ilham Ouachani

Tous les droit sont réservés.

A ma mère Naziha Ayeyda,
A mon père Hassine Ouachani,
A mon mari Mahfoudh Ouachani.

*Au nom d'Allah le Très Miséricordieux, le Tout Miséricordieux,
à qui je dois tout,*

Remerciements

Je voudrais remercier les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail. Tout d'abord, cette thèse ne serait pas aussi riche et n'aurait pu voir le jour sans l'aide et l'encadrement de mes deux directeurs de thèse :

- Pierre Duhamel, pour la qualité de son encadrement, sa rigueur son incroyable disponibilité, ses remarques fructueuses et ses directives précieuses, je ne saurais oublier les longues réunions de travail, enrichissantes et contribuant efficacement à l'avancement de ces travaux de recherche.
- Karine Gosse, pour ses précieux conseils, sa confiance dans ce que je fais. Je salue en elle sa capacité à savoir allier de façon exemplaire qualités scientifiques et humaines.

J'adresse dans un second temps mes remerciements aux rapporteurs de cette thèse :

- Prof. Mohamed-Slim Alouini de l'université de Minnoseta, à qui j'exprime mes sentiments de gratitude et de profonde admiration, et dont ses articles ont fortement influencé mes travaux sur les canaux à relais.
- Prof. Jean-François Héliard de l'université de Rennes, pour ses remarques pertinentes, et les discussions enrichissantes et agréables à SPAWC.

Je remercie également Dr. Karim Abed Meraim qui, malgré un emploi de temps fort chargé, a accepté de juger ce travail ; et Prof. Jean-François Diouris d'avoir accepté de présider ce jury.

Je tiens à remercier les membres de mon équipe au Laboratoire des Signaux et Systèmes (LSS) à Supelec pour leurs soutiens moral et financier pendant ma thèse : Eric Walter, le directeur du LSS, pour sa disponibilité et les discussions sur les problèmes d'optimisation ; Guy Demoment, pour ses précieux conseils ; Michel Kieffer ; Samson lasaulce ; Mohamed Kamoun pour ses conseils et surtout sa disponibilité ; Natalia Bahamond pour sa solidarité et d'avoir vécu avec moi pratiquement jour après jour la phase finale de ma thèse ; Jean-Marcel Mamfoumbi-Ocloo pour sa bonne humeur et la touche de gaieté qu'il donnait au labo, et surtout pour les longues ballades dans la ville de New York et la visite de Brooklyn ; Thomas Rodet, pour sa disponibilité et ses conseils ; Mourad Kanfouci, Mounir Djeddi, Houcine

Belkacemi, Soror Abid, Abdellatif Zaidi, pour les longues discussions et les bons moments partagés ; Jean-Philippe Boyer, Maxime Ossence, Salma Ben-Jamaa, Ismahen Chahbi, Mahieddine Ichir, Nadia Bali, pour leur agréable compagnie et les pauses de déjeuner passés ensemble ; Daniel Rouet ; Myriam Baverel ; Safia Belghiti ; et tous les autres membres du LSS.

Et surtout je tiens à remercier tous les membres de mon équipe de recherche à Motorola Labs. (*équipe BSTL*) dont j'admire la qualité scientifique et technique ; Jean-Noel Patillon, pour sa compréhension ; Marc De Courville pour ses qualités humaines et ses efforts pour faciliter la vie de thésard en entreprise ; David Bateman, pour les discussions fructueuses ; Laurent Mazet, pour ses astuces et sa disponibilité ; Stéphanie Rouquette ; Markus Muck pour les agréables discussions ; mes collègues thésards : Emilio Strinati, Stéfania Sésia, Jean-Christophe, Fatma Kharrat, pour les moments de solidarité ; Sébastien Simoens, Pietro Pellati, Jérémy Gosteau, Sandro Sital, Patrick Labbé, Selim Belgroun, Philippe, Xavier ; ainsi que tous les autres membres de Motorola (dont la liste serait trop longue) à savoir Sandrine, Guillaume, Olivier, Vivien, Fabrice, Mathieu, Samba, Valérie, Jean-Claude, Johanne, ...

Finalement, Je pense que je ne suis arrivée à ce stade que grâce aux encouragements de mes parents à qui je dois beaucoup de respect et d'admiration, à eux je dédie ce travail et je leur dis mille mercis. Je remercie Mahfoudh, mon mari, d'avoir su être là aux bons moments, et surtout pour ses précieux conseils ; Sonia, ma soeur, de m'avoir encouragée et supportée surtout au début de ma thèse ; Mériam, sa fille, pour l'ambiance qu'elle mettait dans la maison ; Tarek et Imed, mes frères, pour les nombreux aller-retours entre Meaux et Bourg-La-Reine ; mes deux grande-mères Baya et Oum-el-Izz pour leur générosité et leurs encouragements ; Lamia Berriche, d'avoir supporté mes humeurs durant ces dernières longues deux années et pour son assistance pendant les dernières jours avant la soutenance ; Imen Ben Tahar pour ses précieux conseils et les séances de Yoga ; Soumaya Zitouni pour les délicieux déjeuner (salades avec des pâtes) et surtout pour son assistance durant les trois derniers mois ; Zied Ben Tahar pour ses superbes compositions musicales ; Fatma AbdelKéfi, pour ses conseils ; Sami Touati et Othman Bouabdellah pour leur disponibilité ; Sana Mansour pour la bonne humeur qu'elle mettait dans la maison dès son entrée ;

12 Juillet 2005

Résumé

Cette thèse s'intéresse à l'étude de la couche physique des réseaux locaux sans-fil dits WLAN (Wireless Local Area Networks). Durant les dernières décennies, les applications destinées aux réseaux locaux sans-fil sont devenues de plus en plus nombreuses, d'où la nécessité d'avoir des débits de transmission plus importants. Cependant, les ingénieurs de conception des systèmes de communication radio sont généralement confrontés à de nombreux challenges ; Parmi ceux-ci nous citons la limitation de la bande fréquentielle du canal, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements et trajets multiples), etc. Les techniques de diversité et plus particulièrement les techniques de diversité spatiale s'avèrent très efficaces pour réduire l'impact de ces problèmes sur les performances des systèmes sans-fil. Cette thèse s'intéresse à l'analyse de performance de systèmes de communications sans-fil exploitant micro- et macrodiversité. Dans une première partie, les systèmes de communication MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) utilisant la modulation OFDM sont considérés. L'impact de considérer le vrai profil des retards du canal sur la capacité ergodique et la capacité complémentaire est étudié. Puis deux schémas de codage spatio-temporels de rendement 1/2 sont proposés pour le système MIMO muni de deux antennes émettrices qui, profitant des propriétés de la modulation OFDM, présentent une diversité qui converge vers celle d'un système MIMO ayant 4 antennes émettrices et utilisant un schéma de codage de rendement 1/2.

Dans une deuxième partie, les systèmes à antennes multiples dans un contexte de macro-diversité sont étudiés. L'analyse de performance des systèmes MIMO dans un contexte de micro-diversité est effectuée en termes de capacité ergodique. Cette étude est faite en prenant en considération un modèle réaliste du bloc radio-fréquence (RFFE). Les résultats trouvés montrent que ce nouveau modèle de canal permet de décrire la saturation de la capacité, phénomène observé dans des implémentations réelles. Ensuite, un algorithme d'allocation optimale de puissance est proposée pour un système de transmission à deux relais numériques mis en parallèle. L'optimisation est faite sous la contrainte d'un certain budget de puissance afin de minimiser le taux d'erreur au niveau de la destination. Il est à noter que l'allocation de puissance est d'autant plus utile que les liens relayés sont dissymétriques, et que la transmission relayée peut être plus performante que la transmission directe dans certains contextes.

Mots-clés : systèmes à antennes multiples (MIMO), OFDM, canal à relais, calcul de capacité, codage spatio-temporel, block radio-fréquence, modélisation réaliste des canaux, allocation de puissance, micro-diversité, macro-diversité.

Abstract

Wireless systems are now popular worldwide to help people and machines to communicate with each other independently of their location. Hence, the demand for capacity in cellular and wireless local area networks has grown in a literally explosive manner during the last decade. But, data transmission over wireless communication suffers from several channel impairments such as fading and cochannel interference. An efficient technique to mitigate the fading and increase the communication link robustness is the spatial diversity.

This thesis deals with the performance analysis of wireless communication systems exploiting spatial micro- and macro-diversity. The first part is concerned with the investigation of Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) systems using Orthogonal Frequency division Multiplexing (OFDM), in the micro-diversity context. It is shown that taking into account the real channel delay profile can have an impact on the MIMO/OFDM system ergodic and outage capacities, when a parametrized channel model is considered. Then, two space-time block coding schemes are proposed for a MIMO/OFDM system using two transmit antennas. These schemes, based on the Alamouti code, partially simulate the spatial diversity by the frequency one by taking advantages of the OFDM modulation, and present a rate of a half. We find that the diversity order of the proposed schemes converges to a half-rate scheme using 4 antennas instead of 2.

The second part deals with the performance of wireless systems exploiting spatial macro-diversity. First, a realistic channel model based on a refinement of the Radio-Frequency Front-End (RFFE) is proposed. The impact of this realistic channel model on the MIMO system capacity is investigated, in both the micro- and macro-diversity contexts. It is shown that this refined channel model can describe the capacity behavior as observed in real implementations. Then, an optimal power allocation algorithm is proposed for the two-relay regenerative parallel transmission system. This optimization, subject to a certain power budget to be allocated between the two relays, is done in order to minimize the BER at the destination. It is found that the relayed transmission can give better results than the direct transmission, and that the optimal power allocation is more useful when the relayed links are unbalanced.

Keywords: MIMO systems, OFDM, relay channel, capacity calculation, Space-Time Block Coding (STBC), RFFE, realistic channel model, power allocation, micro-diversity, macro-diversity.

Listes des symboles

ABBREVIATIONS

ADC	Analog to Digital Conversion
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CP	Cyclic Prefix
ETSI	European Telecommunications Standard Institute
IBI	Inter Block Interference
i.i.d.	independent and identically distributed
ISI	Inter Symbol Interference
FIR	Finite Impulse Response
GI	Guard Interval
(I)FFT	(Inverse) Fast Fourier Transform
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
p.d.f.	Probability Density Function
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RFFE	Radio Frequency Front-End
SNR	Signal to Noise Ratio
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
STBC	Space-Time Block Code
STF	Space-Time-Frequency

OPERATEURS

$(.)*(.)$ Operation de convolution

$()^*$ Conjugué complexe

$()^T$ Transposé complexe

$()^H$ Conjugué transposé complexe

$\text{Diag}(\mathbf{X})$ Matrice diagonale dont les éléments de la diagonale sont les composants du vector \mathbf{X}

$E(.)$ Opérateur d'espérance statistique

$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$ Produit de Kronecker. Pour \mathbf{A} et \mathbf{B} de dimension $m \times n$ et $r \times s$, respectivement ;

nous avons :

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{pmatrix} a^{1,1}\mathbf{B} & a^{1,2}\mathbf{B} & \dots & a^{1,n}\mathbf{B} \\ a^{2,1}\mathbf{B} & a^{2,2}\mathbf{B} & \dots & a^{2,n}\mathbf{B} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a^{m,1}\mathbf{B} & a^{m,2}\mathbf{B} & \dots & a^{m,n}\mathbf{B} \end{pmatrix}$$

$\text{vec}(\mathbf{A})$ Opérateur de vectorisation, vec empile les vecteurs de

\mathbf{A} pour en faire un seul vecteur, c-à-d. si \mathbf{A} a n colonnes :

$$\text{vec}(\mathbf{A}) = \begin{pmatrix} \mathbf{a}^1 \\ \mathbf{a}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{a}^n \end{pmatrix} \quad s$$

où \mathbf{a}^i est la $i^{\text{ème}}$ colonne de \mathbf{A} .

NOTATIONS

n_T	Nombre d'antennes d'émission
n_R	Nombre d'antennes de réception
M	Nombre de porteuses OFDM
L	Nombre de trajets
$u(t)$	Filtre de mise en forme
T_s	Période d'échantionnage
T_d	Longueur du filtre de mise en forme
\mathbf{x}	Vecteur transmis de taille Mn_T
\mathbf{y}	Vecteur reçu de taille Mn_R
\mathbf{b}	Vecteur du bruit de taille Mn_R
N	Variance du bruit additif Gaussien
$\mathbf{x}_k(n)$	Vecteur des données transmises sur les n_T antennes et sur la $k^{\text{ème}}$ porteuse à l'instant n
$\mathbf{y}_k(n)$	Vecteur des données reçues sur les n_R antennes et sur la $k^{\text{ème}}$ porteuse à l'instant n
\mathbf{H}	Matrice temporelle du canal de taille $n_R M \times n_T M$
\mathbf{H}_l	Matrice temporelle du canal relative au $l^{\text{ème}}$ trajet, de taille $n_R \times n_T$
\mathbf{G}	Matrice fréquentielle du canal donnée par : $\mathbf{F}_M \mathbf{H}$
Σ	$n_T M \times n_T M$ Matrice de covariance du vecteur transmis \mathbf{x}
\mathbf{F}_M	Matrice effectuant la transformée de Fourier
R	Rendement du code spatio-temporel

Table des matières

Introduction générale	1
I Enjeux des Réseaux Locaux Sans-fils et Problématiques Traitées	9
1 Enjeux des réseaux locaux sans-fils et problématiques traitées	11
1.1 Techniques de diversité spatiale	12
1.2 Problématiques traitées	13
1.2.1 Pourquoi une modélisation réaliste du canal MIMO ?	13
1.2.2 Pourquoi un codage spatio-temporel ?	15
1.2.3 Enjeux de la diversité de coopération : canaux à relais	17
1.3 Canal radio	18
1.4 Modélisation des canaux MIMO	20
1.5 Mesure de performances : Capacité théorique du canal MIMO	21
1.5.1 Entropie et information mutuelle	21
1.5.2 Capacité déterministe	23
1.5.3 Capacité de Shannon (ergodique)	23
1.5.4 Capacité de coupure (complémentaire)	23
1.6 Codage spatio-temporel	24
1.6.1 Codes Spatio- Temporels en treillis (STT)	24
1.6.2 Codes Spatio- Temporels en Bloc (STB)	25
1.6.3 Analyse de la probabilité d'erreurs	29
1.7 Description du standard IEEE 802.11a	29
1.8 Conclusion	33

II	Systèmes MIMO/OFDM de Micro-diversité	35
2	Systèmes de transmission MIMO/OFDM	39
2.1	Présentation du système MIMO/OFDM	40
2.2	Modulation OFDM	41
2.3	Modèle du canal MIMO à trajets multiples et à large bande	47
2.3.1	Modèle du canal	48
2.3.2	Statistiques des paramètres du modèle du canal	49
2.4	Capacité du canal MIMO/OFDM	50
2.5	Application des codes espaces-temps aux systèmes MIMO/OFDM	50
2.5.1	État de l'art sur les codes STF-OFDM	50
2.5.2	Comment appliquer les codes STF aux systèmes MIMO/OFDM ?	52
2.5.3	Code d'Alamouti	53
2.5.4	Code de Tarokh de rendement 1/2 appliqué à 4 antennes	53
2.6	Conclusions	53
3	Capacity of a MIMO-OFDM System with Realistic Delay Profiles	57
3.1	Introduction	57
3.2	System description	59
3.2.1	Simplified channel profile vs realistic one	60
3.2.2	System model	60
3.2.3	Broadband MIMO multipath channel model	61
3.3	The SISO context	63
3.3.1	Channel matrix	63
3.3.2	The mutual information	64
3.3.3	Capacity upper-bound	65
3.4	The MIMO context	65
3.4.1	Channel matrix	66
3.4.2	The mutual information	67
3.4.3	Capacity upper-bound	68
3.5	Simulations	68
3.5.1	SISO context	69
3.5.2	MIMO context	70

3.6	Conclusion	76
4	Nouveaux schémas de codages spatio- tempo- fréquentiels (STF)	81
4.1	Introduction	81
4.2	Code STF proposé : Double Alamouti	82
4.3	Analyse des performances du Double Alamouti	83
4.3.1	Schéma de transmission non-codé	84
4.3.2	Schéma de transmission codé	84
4.4	Code STF amélioré : code à trois fréquences	88
4.5	Analyse des performances du code STF à 3 fréquences	90
4.6	Conclusions	92
III	Systèmes MIMO de Macro-diversité / Diversité de Coopération	95
5	Macro- versus micro-diversity system capacity with realistic RFFE model	103
5.1	Introduction	103
5.2	Modeling the Multiple Transmit Multiple Receive antenna system	105
5.2.1	MIMO antenna system presentation	105
5.2.2	Channel fading model statistics	106
5.2.3	Model of the Radio-Frequency Receiver Front-End	106
5.2.4	System performance measures	112
5.3	MIMO systems exploiting micro-diversity	113
5.3.1	The standard system model	114
5.3.2	Multiple-antenna receiver model	114
5.3.3	Comparison between the proposed RFFE models and the standard one	117
5.3.4	Simulation results	117
5.3.5	Comments on the MIMO model in the micro-diversity context	122
5.4	MIMO systems exploiting macro-diversity	123
5.4.1	$1 \times \overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_R}$ SIMO system	124
5.4.2	$\overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_T} \times 1$ MISO system	126
5.4.3	The $(1, 1) \times (1, 1)$ MIMO system	127
5.5	Simulation results	128

5.5.1	$1 \times \overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_T}$ SIMO system	128
5.5.2	$\overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_T} \times 1$ MISO system	132
5.5.3	$(1, 1) \times (1, 1)$ MIMO system	133
5.5.4	Comments on the macro-diversity scenarios	136
5.6	Conclusions	137
6	Optimal power allocation for parallel two-relayed transmission	141
6.1	Introduction	141
6.2	Models and problem formulation	143
6.2.1	System and channel model	143
6.2.2	Problem statement	144
6.3	BER approximation for the two-relay regenerative system	145
6.4	Optimal power allocation	147
6.5	Numerical examples	148
6.6	Conclusion	155
7	Conclusions et perspectives	159
	Annexes	165
A	Information theory useful results :The mutual information expression	165
B	Optimal power allocation	167
B.1	Solving the optimal allocation problem without constraint	168
	Bibliographie	173

Liste des tableaux

1.1	Modes de la couche physique (PHY) d'HIPERLAN/2/IEEE 802.11a.	30
1.2	Modèle A, correspond à un environnement typique de bureau pour des conditions NLOS.	31
1.3	Modèle E, correspond à un environnement typique d'espace libre large pour des conditions NLOS.	32
2.1	Code d'Alamouti	53
2.2	Code orthogonal de Tarokh de rendement 1/2	54
4.1	Codage du Double Alamouti à travers, respectivement, la 1 ^{ère} et la 2 ^{ème} antennes émettrices	83
4.2	Codage du code STF à trois fréquences à travers la 1 ^{ère} et respectivement la 2 ^{ème} antennes de transmission	89
5.1	Instantaneous SNR (communicating AGCs) depending on the zone of the RFFE model for each antenna	116
5.2	Parameters of a typical Hiperlan 2 receiver	118
5.3	Correspondence between the SNR, the distances and the received signal power.	119
5.4	Delimiting distances for the 1x(1,1) and (1,1)x1 systems.	127

Table des figures

1.1	Configurations possibles de systèmes de communication sans-fil mettant en œuvre la diversité spatiale : (a) système SISO de micro- diversité, (b) système SIMO de micro- diversité, (c) système MISO de micro- diversité, (d) système MIMO de micro- diversité, (e) système MIMO de macro- diversité, et (f) système à un relai (Tx : émetteur, Rx : récepteur)	14
1.2	L'introduction du mappeur/demappeur spatio-temporel à l'émission/réception qui peut être optimisé afin d'améliorer l'efficacité spectrale, ou bien réduire le taux d'erreur par bit.	16
2.1	Le système de transmission MIMO/OFDM de micro- diversité	40
2.2	Modulation OFDM	42
2.3	Représentation temporelle de l'OFDM.	43
2.4	Représentation fréquentielle de l'OFDM.	44
2.5	Modélisation fréquentielle de l'OFDM	48
2.6	Modèle du système MIMO/OFDM utilisant un codage spatio- tempo- fréquentiel	52
3.1	The MIMO global transmission scheme	61
3.2	The simplified transmission scheme with an OFDM modulation	62
3.3	SISO context : evolution of the ergodic capacity versus the delay spread θ for a channel consisting of 2 paths the first arrives at $0T_s$ and the second arrives at θ varying in $[0, 4T_s]$	70
3.4	SISO context : ergodic capacities and capacity upper-bounds versus the SNR, for the 12-path realistic BRAN A channel and the 4-path simplified BRAN A channel	71
3.5	SISO context : outage capacity of the 7-path truncated BRAN-A channel profile and its 2-path simplified profile, for SNR= 10 dB	72

3.6	MIMO context : the evolution of the capacity versus the SNR with respect to the delay spread for the virtual channel model with equi repartition of the paths power, and where the delays are given by $\{0; 1.2; 2.4; 3.2; 3.8; 4.6; 6.2; 7.4; 8.4\}$	73
3.7	MIMO context : three channels with the same maximum delays and consisting of different number of paths having the same powers	74
3.8	MIMO context : comparison between the ergodic capacity and the upper-bound capacity for the 6-path sub-sampled realistic BRAN A channel and the 3-path sub-sampled simplified BRAN A channel	75
3.9	MIMO context : comparison between the 6-path realistic channel and the 2-path simplified channel outage probabilities, for an SNR=10 dB, the angular spread σ_θ is fixed to 0	77
3.10	MIMO context : capacity densities for both the 6-path BRAN A channel and the 2-path simplified BRAN A channel, for an SNR=10 dB, the angular spread σ_θ is fixed to 0 . . .	78
3.11	MIMO context : the capacity densities for both the 6-path BRAN A channel and the 2-path simplified BRAN A channel, for an SNR=10 dB, the angular spread σ_θ is fixed to 0.25	79
4.1	BER versus SNR pour un canal type BRAN E et pour un schéma non-codé.	85
4.2	BER en fonction du SNR pour un canal type BRAN E, un entrelaceur typique d'IEEE 802.11a et pour un schéma codé	86
4.3	BER en fonction du SNR pour un canal type BRAN E et un entrelaceur aléatoire.	87
4.4	BER en fonction du SNR des trois codes, pour un canal aléatoire.	88
4.5	Code STF étendu à trois fréquences	90
4.6	BER en fonction du SNR pour un canal aléatoire.	91
4.7	BER en fonction du SNR des 4 codes STF, pour un canal type BRAN E et un entrelaceur aléatoire.	92
4.8	BER en fonction du SNR des quatre codes STF, pour un canal type BRAN E, un entrelaceur typique d'IEEE 802.11a et pour un schéma codé	93
5.1	Simplified receiver scheme	107
5.2	Receiver model scheme	108
5.3	Amplifier gain variation versus the received power P_r	109

5.4	Diagram illustrating the variations of power levels between the input and the output of the receiver RFFE block due to amplification.	110
5.5	SNR variation versus the received power P_r	112
5.6	System transmission : one RFFE per antenna	116
5.7	System transmission scheme, one RFFE per the 2-antenna receiver : channel selection model	117
5.8	Received power versus the distance between the transmitter and the receiver (SISO case).	118
5.9	Comparison between the ergodic capacity curves in the micro-diversity context, for the four 2-antenna receiver RFFE models (SIMO case).	120
5.10	Comparison between the outage probability curves in the micro-diversity context, for the four 2-antenna receiver RFFE models and for $D = 2$ m (SIMO case)	121
5.11	Comparison between the outage probability curves in the micro-diversity context, for the four 2-antenna receiver RFFE models and for $D = 20$ m (SIMO case)	122
5.12	Ergodic capacity curves for the 2x2 MIMO micro-diverse system with the different 2-antenna receiver RFFE models, compared to the one plotted for the standard system	123
5.13	Comparison between the outage probability curves in the micro-diversity context, for the three 2-antenna receiver RFFE models and for $D=2$ m (2×2 MIMO system).	124
5.14	SIMO transmission system scheme	125
5.15	Delimitation of the receiver surrounding area (MISO case).	127
5.16	1x(1,1) system 3 D ergodic capacity versus the distances D_1 and D_2 (SIMO case)	128
5.17	Making two cuts on the 1x(1,1) 3 D ergodic capacity curve (SIMO case)	129
5.18	Comparing the 1x(1,1) system ergodic capacity to the SISO system, for $D_1 = 1$ m	130
5.19	Comparing the 1x(1,1) system ergodic capacity to the SISO system, for $D_1 = 57$ m	131
5.20	1×2 system ergodic capacity, when equal gains are applied on the two branches, compared with the $1 \times (1, 1)$ system one (SIMO case).	132
5.21	$1 \times (1, 1)$ system ergodic capacity when $D_1 + D_2 = \text{constant}$ (SIMO case)	133
5.22	Ergodic capacity when increasing the number of receivers, for $D_p = 4$ m and D_i located respectively at the distances $\{52, 20, 46, 54, 34, 58, 56, 8, 62, 48, 36, 42, 24, 18, 12, 60, 10, 26, 32, 16, 28, 50, 22, 14, 44, 40, 30, 38, 6\}$	134
5.23	Comparing the 1x(1,1) system ergodic capacity to the (1,1)x1 system one.	135
5.24	Comparing the $(1, 1) \times (1, 1)$ system ergodic capacity, when the 2 receivers are in the same place, with the $1 \times (1, 1)$ one for $D_1 = 1$ m	136

5.25	Comparing the $(1,1) \times (1,1)$ system ergodic capacity, when the 2 receivers are in the same place, with the $(1,1) \times 1$ one for $D_1 = 57$ m	137
5.26	Capacity behavior in the surrounding region of the two receivers.	138
5.27	Capacity behavior in the surrounding region of the two transmitters.	139
6.1	two-relay regenerative system.	144
6.2	two-relay system scheme.	148
6.3	Variation of the average BER versus P_T when increasing the system spectral efficiency, for $\Omega_1 = 1, \Omega_3 = 10, \Omega_2 = 20.38, \Omega_4 = .75$ and $P_T \geq P_s$	150
6.4	Impact of the optimal power allocation on the system performance when varying x ($P_T = 60$ dBm $P_s = 50$ dBm) : (a) $\Omega_1 = 1, \Omega_3 = 10$, (b) $\Omega_1 = 10, \Omega_3 = 1$	151
6.5	Impact of the optimal power allocation on the system performance when varying x ($P_T = 50$ dBm $P_s = 60$ dBm) : (a) $\Omega_1 = 1, \Omega_3 = 10$, (b) $\Omega_1 = 10, \Omega_3 = 1$	153
6.6	Impact of varying θ on the two-relayed transmission BER compared to the direct one for $\Omega_1 = 1, \Omega_3 = 10, P_s = 50$ dBm, and $P_T = 95$ dBm	154
6.7	Impact of varying θ on the two-relayed transmission BER compared to the direct one for $\Omega_1 = 1, \Omega_3 = 10, P_s = 50$ dBm, and $P_T = 75$ dBm	155

Introduction générale

Durant les dernières décennies, les applications destinées aux réseaux locaux sans-fils dits WLAN (Wireless Local Area Networks) sont devenues de plus en plus nombreuses, d'où la nécessité d'avoir des débits de transmission plus importants. Cependant, les ingénieurs de conception des systèmes de communication radio sont généralement confrontés à de nombreux challenges ; Parmi ceux-ci nous citons la limitation de la bande fréquentielle du canal, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements et trajets multiples), etc. Les techniques de diversité et plus particulièrement les techniques de diversité spatiale s'avèrent très efficaces pour réduire l'impact de ces problèmes sur les performances des systèmes. Ces techniques consistent à utiliser des antennes multiples à l'émission et/ou à la réception, permettant ainsi au récepteur de recevoir des copies différentes du même signal émis. Le fait que le signal reçu soit affecté par des canaux multiples que l'on suppose décorrélés, induit un gain de diversité, qui correctement exploité peut permettre d'améliorer les performances du système en termes de qualité de service (QoS : Quality of Service) et de débit de transmission. La mise en œuvre d'antennes multiples à l'émission et à la réception est rendue possible grâce aux progrès des technologies radio récentes : les circuits intégrés sont devenus à prix réduit et occupent un espace de plus en plus réduit aussi (grâce à l'évolution rapide des techniques d'intégration des composants électroniques).

En comparant la diversité spatiale aux autres types de diversité : temporelle [6] et fréquentielle [34], il est à noter que l'utilisation de l'une des deux dernières techniques de diversité est plus coûteuse en termes de ressources de traitement utilisées. En effet, la mise en œuvre de la diversité temporelle et/ou de la diversité fréquentielle nécessite respectivement plus de temps de transmission et/ou de bande fréquentielle. Mais, l'utilisation de plus de temps de transmission et/ou de bande fréquentielle induit une réduction de l'efficacité spectrale du système. De plus, il n'est pas toujours possible d'augmenter la bande passante du moment où les bandes des fréquences utilisables sont presque toutes allouées à des services divers par les organismes de standardisation impliqués tels que la Commission Fédérale des Communications (Federal

Communications Commission, FCC) aux États- Unis. Cependant, la diversité spatiale ne sacrifie ni les ressources temporelles ni les ressources fréquentielles et permet d'augmenter le débit et la robustesse de la transmission radio.

Si nous définissons la diversité comme le nombre de canaux indépendants vus par le récepteur pour chaque symbole émis, nous pourrions ainsi mesurer l'ordre maximal de diversité spatiale atteignable par un système à antennes multiples. En effet, dans [39] [101], il a été montré que le gain de diversité maximal atteignable par un système à antennes multiples est au plus égal au produit du nombre d'antennes émettrices par le nombre d'antennes réceptrices, dans le cas où le canal est non- sélectif en fréquence. Ce gain est atteint lorsque les canaux sont indépendants. Alors que, dans le cas où le canal est sélectif en fréquence et qu'il est à trajets multiples, le gain de diversité maximal atteignable est égal au produit du nombre d'antennes émettrices par le nombre d'antennes réceptrices et par le nombre de trajets [90]. Ainsi, l'étude des systèmes à antennes multiples désignés en général par systèmes MIMO (Multiple- Input Multiple- Output) est devenue le centre d'intérêt de nombreux travaux de recherches [108, 101, 38].

Dans la configuration classique des systèmes MIMO, les antennes sont co-localisées sur les deux terminaux, source et destination. Ce système est désigné dans cette thèse par système MIMO dans un contexte de *micro- diversité* ou système MIMO de micro- diversité. Winters fut parmi les premiers à s'intéresser à l'étude des systèmes MIMO de micro- diversité [108], puis les travaux faits par Telatar [101] et Foschini [38, 39] ont revitalisé ce domaine de recherche en motivant un plus grand nombre de chercheurs. L'observation principale dans [101][38][39] est que, lorsque le nombre d'antennes émettrices et le nombre d'antennes réceptrices augmentent, la capacité du système augmente. Théoriquement, l'accroissement de la capacité est proportionnel au minimum entre le nombre d'antennes émettrices et le nombre d'antennes réceptrices. Ainsi, si nous augmentons en parallèle le nombre d'antennes émettrices et le nombre d'antennes réceptrices, l'efficacité spectrale du système croît alors linéairement.

Plus récemment une deuxième possibilité d'implémentation de la diversité spatiale a été introduite, elle consiste à utiliser plusieurs antennes émettrices et/ou réceptrices localisées dans des endroits (ou sur des terminaux) distants. Grâce à cette technique, dite de *macro- diversité*, un gain de diversité maximal peut plus facilement être atteint, puisque les canaux sont décorrélés (antennes suffisamment distantes). Ce gain de diversité se traduit par un accroissement de l'efficacité spectrale et de la QoS de la transmission. La technique de macro- diversité permet à un terminal, muni d'une seule antenne, de profiter de plus de diversité en s'associant à un ou plusieurs terminaux distants. Cette *coopération* peut se faire du côté

de l'émission et/ou du côté de la réception. Les protocoles d'échange des données de part et d'autre de la liaison MIMO ne sont pas étudiés dans cette thèse. Nous pourrions supposer que les antennes émettrices/réceptrices distantes sont connectées, grâce à des liaisons filaires, à des terminaux centraux leur permettant de communiquer entre-eux. Comme exemple, la macro- diversité peut être utilisée dans les réseaux cellulaires à base de CDMA : au moment où un terminal mobile change de cellule, il peut être en communication avec deux stations de base en même temps, qui vont alors pouvoir exploiter conjointement les signaux reçus du mobile. Cette opération s'appelle *soft hand-over*.

Récemment de nouvelles applications et formes de réseaux ont vu le jour : peer-to-peer, réseaux ad hoc. Dans les réseaux ad hoc les terminaux peuvent communiquer entre-eux sans avoir à passer leurs messages par une station centrale. De plus, ces terminaux sont en général munis de faibles puissances de transmission. Cette réduction de puissance de transmission a l'avantage de réduire les interférences inter-utilisateurs, mais elle réduit aussi la portée des terminaux et par conséquent un signal émis par un terminal peut dans certains cas ne pas arriver à sa destination. C'est ainsi que différentes techniques de macro-diversité ont vu le jour. Dans ces techniques, un terminal peut coopérer avec un autre terminal intermédiaire ou plus (dans la mesure du possible) pour transmettre ses données à la destination. Ainsi, même si le terminal source possède une seule antenne, la destination reçoit plusieurs versions du signal émis. Cette technique de transfert de l'information du terminal source au terminal destination est désignée dans la littérature par *diversité de coopération* [62, 61, 91, 92]. Ce système a été aussi appelé système à antennes distribuées ou système à antennes virtuelles VAA (Virtual Antenna Array). Cette technique de diversité de coopération décrit en général non seulement la disposition des antennes émettrices et réceptrices, mais aussi le protocole de transfert de l'information entre les différents terminaux mis en jeu. C'est une technique récente et elle a suscité la curiosité de nombreux chercheurs [110, 111, 49, 70]. Dans cette thèse, nous nous concentrons essentiellement sur l'étude des systèmes MIMO de micro-diversité de de macro- diversité. Dans le cadre de la macro- diversité, nous distinguons le cas de l'émission (respectivement réception) simultanée du signal par plusieurs sources (respectivement destinations), du cas où le signal est relayé par un ou plusieurs terminaux

Comme contexte d'étude, nous nous concentrons essentiellement sur la couche physique des réseaux locaux sans- fils WLAN, vu l'importance des applications destinée à ce type de réseaux. Lors de ces dernières années les réseaux locaux sans- fils sont devenus de plus en plus répandus, leur utilisation ne se limite plus à des minorités (entreprises, sociétés, administrations) mais elle est devenue destinée à la grande consommation. Parmi les applications les plus courantes nous citons le wifi, l'internet rural, etc.

Dans cette thèse, nous nous plaçons dans le contexte du standard d'IEEE 802.11a qui présente la même couche physique qu'ETSI BRAN HIPERLAN/2. Ces deux standards de normalisation des réseaux locaux ont été définis respectivement aux États-Unis et en Europe, pendant qu'un troisième standard se préparait au Japon : ARIB MMAC. Ces trois standards adoptent la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division multiplexing). Le fait que la modulation OFDM est de plus en plus adoptée a motivé son utilisation dans les systèmes MIMO. Cette technique possède l'avantage de transformer un canal à bande large sélectif en fréquence en un groupe de canaux à bandes étroites non- sélectifs en fréquence, ce qui rend la modulation OFDM plus robuste face aux retards de propagation en permettant de préserver l'orthogonalité dans le domaine fréquentiel. De plus, l'ingénieuse idée d'introduire le préfixe cyclique réduit la complexité du récepteur : les étapes de démodulation et d'égalisation sont réduites à l'application de la FFT et à une simple égalisation scalaire par porteuse [27, 65].

Nos contributions dans ce rapport de thèse se divisent en deux parties. La première partie porte sur l'étude des systèmes MIMO utilisant la modulation OFDM dans un contexte de micro- diversité. Alors que la deuxième partie est consacrée à l'étude des systèmes MIMO de macro- diversité en comparaison aux systèmes MIMO de micro- diversité, sans effectuer d'hypothèse particulière sur le type d'accès.

Les systèmes MIMO présentent un vaste champ d'étude. Dans la littérature, ces systèmes, pouvant exploiter soit la micro- diversité soit la macro- diversité, font l'objet de nombreux travaux dans le but d'améliorer la qualité de la transmission à travers les canaux radio. Parmi les problématiques traitées, nous citons : l'estimation du canal [71, 14], la modélisation des canaux [37, 18], l'égalisation [35], le codage spatio-temporel [98, 100], etc. Dans cette thèse, notre objectif consiste, dans un premier lieu, à proposer des modèles de canaux plus réalistes afin de mieux évaluer les performances des systèmes MIMO. L'impact de ce raffinement de modèles de canaux sur les performances du système est étudié en termes de capacité. Deux modèles réalistes sont ainsi proposés pour les canaux MIMO dans les deux contextes de micro- diversité [77, 79] et de macro- diversité [76, 72]. Dans un second lieu, nous nous intéressons à l'amélioration de la robustesse de la transmission radio par une exploitation optimale de la diversité spatiale présente. Les codes espaces temps répondent bien à cette attente. En effet, récemment l'application des codes espace- temps [4, 100, 98, 99] à des systèmes à antennes multiples a montré une amélioration remarquable en termes d'efficacité spectrale et de taux d'erreur binaire. La majorité des codes proposés [4, 100, 98, 99] essaient d'utiliser les deux dimensions temps et espace afin d'améliorer les performances des systèmes MIMO. D'autres papiers [63, 97, 57, 7] se sont concentrés sur l'étude des systèmes MIMO utilisant la modulation OFDM afin de profiter de la diversité fréquentielle. Dans cette

thèse, nous proposons de nouveaux schémas de codage visant à remplacer la diversité spatiale par la diversité fréquentielle. Ainsi, deux nouveaux schémas de codage espace- temps- fréquence seront présentés dans le but d'optimiser l'utilisation des antennes multiples dans un système MIMO/OFDM [78].

Contexte de la thèse

Cette thèse a été effectuée entre le Centre de Recherche de Motorola (CRM) et le Laboratoire des Siganux et Systèmes (LSS) à l'école supérieure d'électricité (SUPELEC), sous un contrat CIFRE, et sous la direction de Monsieur Pierre Duhamel, directeur de recherche au CNRS, et Madame Karine Gosse, docteur et ingénieur de recherche à Motorola.

Bref aperçu et contributions

Ce rapport de thèse est constitué de trois parties, La première partie présente le contexte d'étude et les enjeux des systèmes MIMO. La deuxième traite les systèmes MIMO dans le contexte de micro-diversité. Alors que dans la troisième, nous nous intéressons à l'étude des systèmes MIMO de macro-diversité par rapport aux systèmes MIMO de micro- diversité.

Partie 1 : Introduction générale

Le **premier chapitre** place les problématiques traitées dans le contexte d'étude tout en présentant un bref état de l'art sur la modélisation des canaux et surtout les canaux MIMO, en motivant la recherche de modèles plus réalistes. Toute modélisation nécessite un outil de mesure. Dans cette thèse, nous considérons la capacité comme mesure de performance des modèles de canaux proposés. Ainsi, nous donnons un bref aperçu sur la théorie de l'information avant de rappeler l'expression de la capacité. Ensuite, nous abordons la question du codage spatio- temporel et nous expliquons l'intérêt d'utiliser ce type de codage dans un système MIMO, tout en décrivant les principales techniques de codage proposées dans la littérature. Nous rappelons à la fin les paramètres du standard d'IEEE 802.11a, comme étant le contexte des simulations faites dans le cadre de cette thèse.

Partie 2 : systèmes MIMO de micro- diversité

Dans la deuxième partie, le système MIMO de micro- diversité étudié utilise la modulation OFDM, et les paramètres de simulations sont ceux du standard d'IEEE 802.11a.

Le premier chapitre de cette partie, le **chapitre 2**, présente les pré-requis nécessaires aux Chapitres 3 et 4. Nous présentons brièvement le modèle de base du canal MIMO sur lequel nous nous basons pour construire le nouveau modèle qui sera présenté dans le chapitre 3. Une brève présentation de la modulation OFDM est donnée.

Nous suggérons, dans le **troisième chapitre**, des modèles plus réalistes des canaux dans les deux contextes SISO et MIMO. Les systèmes considérés utilisent la modulation OFDM. Nous faisons l'hypothèse que le canal est sélectif en fréquence, donc il s'agit d'un canal à trajets multiples. Nous commençons par présenter un modèle du canal pour les systèmes SISO, prenant en compte les vrais retards des trajets multiples. Puis, nous passons à la modélisation des canaux pour les systèmes MIMO. Dans ce contexte, nous adoptons les hypothèses de plus en plus considérées dans les modèles des canaux MIMO. Ce sont des hypothèses faites sur les angles d'arrivées et/ou de départs et les corrélations entre les signaux reçus. le modèle proposé prend en compte, en plus de ces hypothèses, les vraies valeurs des retards des trajets multiples. les performances de chacun des systèmes MIMO et SISO considérant les nouveaux modèles de canaux sont ensuite comparées à celles des systèmes où les retards sont ramenés à des multiples de la période symbole. Cette étude des performances est faite en termes de capacité déterministe, ergodique et de coupure (complémentaire).

Le **quatrième chapitre** propose de nouveaux codes espace- temps s'appliquant à un émetteur muni de deux antennes émettrices et utilisant la modulation OFDM. Ces codes sont basés sur le principe du schéma de codage d'Alamouti. Puis, profitant des propriétés de la modulation OFDM, les codes proposés visent à remplacer la diversité spatiale par de la diversité fréquentielle. Les performances de nos deux codes sont comparées à deux autres schémas de codage : le code d'Alamouti appliqué à deux antennes et le code de Tarokh de rendement 1/2 appliqué à quatre antennes, à même efficacité spectrale. Nous commençons par donner une brève présentation des codes spatio- tempo- fréquentiels appliqués aux systèmes MIMO/OFDM. Ensuite, une description détaillée du premier code proposé, le *Double Alamouti* s'appliquant à deux sous- porteuses fréquentielles, est fournie suivie d'une comparaison de ses performances à celles des codes de références considérés. Dans le but d'améliorer les performances du premier code tout en conservant le même principe de codage, nous proposerons un deuxième schéma de codage s'appliquant sur trois sous-porteuses au lieu de deux. Les performances de comparaison de ce nouveau schéma de codage sont comparées à celles du Double Alamouti et des deux codes de référence.

Partie 3 : systèmes MIMO de macro- diversité / diversité de coopération

Nous proposons, dans le **cinquième chapitre**, un modèle plus raffiné du bloc Radio Fréquence RF (ou RFFE : Radio Frequency Front-End) d'un récepteur avec une seule antenne. Cette modélisation permet de proposer des modèles des récepteurs à antennes multiples, dépendants de la stratégie du contrôleur automatique de gain. Ainsi, de nouveaux modèles du canal MIMO de micro- diversité sont proposés. De plus, les évanouissements, dûs à la propagation, sont modélisés par des distributions de Rayleigh dont les variances sont données par le Path-Loss, ce qui permet de décrire une relation entre les coefficients d'atténuation du canal et les distances séparants les terminaux. Ayant modélisé le canal MIMO dans le contexte de micro- diversité, nous évaluons, dans un premier temps, l'impact des modèles proposés sur les performances des systèmes MIMO dans les deux contextes (de macro- diversité et de micro- diversité) en termes de capacité. Puis nous comparons les performances des systèmes MIMO de macro- diversité à ceux des systèmes MIMO de micro- diversité.

Dans le **sixième chapitre**, nous présentons un algorithme d'allocation optimale de puissance pour un système de transmission assisté par deux relais numériques mis en parallèle. L'allocation de puissance est faite de façon à minimiser la probabilité d'erreur du côté de la destination, sous contrainte d'un budget de puissance à répartir entre les deux relais. Nous comparons notre schéma de transmission assistée à la transmission directe sans relais. Cette comparaison est faite à même efficacité spectrale et pour un même budget de puissance. En réalité, l'utilisation de relais entre une source et sa destination présente l'inconvénient d'augmenter le temps de transmission du message source. La durée de la transmission assistée d'un message dépend du nombre de relais utilisés et de la stratégie de routage. Afin de remédier à cette perte en efficacité spectrale, nous augmentons l'ordre de la modulation lorsque la transmission est assistée. Ainsi, ayant une comparaison équitable entre la transmission directe et celle assistée, nous montrons que la transmission assistée peut donner de meilleures probabilités d'erreur que la transmission directe lorsque les relais occupent des positions que nous préciserons et à un budget de puissance est dans une plage que nous déterminerons.

Last but not least, le **dernier chapitre** récapitule les principaux résultats obtenus dans le cadre de ce travail de thèse. Les conclusions générales et les perspectives sont présentées dans le **septième chapitre**.

Publications

Conférences

- [1] Ouachani I., Gosse K and Duhamel P. Capacity of an OFDM spatial mutiplexing system in presence of realistic channel delay profi le, in *IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, page 33, 29 juin–4 juillet 2003.
- [2] Ouachani I., Gosse K et Duhamel P. New space-time frequency block codes over two transmit antennas using an OFDM system, in *IEEE International Symposium on Control, Communication and Signal Processing (ISCCSP)*, 21–24 march 2004.
- [3] Ouachani I. Duhamel P. Gosse K. and Rouquette S. and Bateman D., Imapct of a realistic receiver RFFE model on micro- and macro-diversity system capacity, *Motorola Antenna Symposium*, 1-5 november, 2004.
- [4] Ouachani I. Duhamel P. Gosse K. and Rouquette S. and Bateman D., Macro-diversity versus micro-diversity system capacity with realistic receiver RFFE model, *SPAWC*, 5-8 June, New York, 2005.
- [5] Ouachani I. Duhamel P. and Gosse K., Optimal power allocation for parallel regenerative two-relayed wireless transmission, *ASILOMAR* Pacific Grove California, 30 oct-2 Nov, 2005.
- [6] Ouachani I. Duhamel P. Gosse K. and Rouquette S. and Bateman D., Impact of realistic receiver RFFE model on macro-diversity versus micro-diversity system capacity, *PIMRC*, 11-14 September, Berlin, 2005.

Journaux

- [7] Ouachani I., Gosse K and Duhamel P. Capacity of an OFDM spatial mutiplexing system in presence of realistic channel delay profi le, submitted to *IEEE Journal Trans. on Communications*, 2005.
- [8] Ouachani I., Gosse K and Duhamel P. Capacity calculation of MIMO macro-diverse system : proposal of a model for the receiver RFFE block, submitted to *IEEE Journal Trans. on Communications*, 2005.

Première partie

Enjeux des Réseaux Locaux Sans-fil et Problématiques Traitées

Chapitre 1

Enjeux des réseaux locaux sans-fils et problématiques traitées

Dans ce chapitre nous présentons les deux techniques de diversité spatiale considérées dans les réseaux locaux sans-fils en définissant qu'est ce qu'un système à antennes multiples dans un contexte de micro-diversité et de macro-diversité. Puis, nous abordons les problématiques traitées dans le cadre de cette thèse, qui sont : i) la modélisation réaliste des canaux pour des systèmes à antennes multiples où la capacité est l'outil de mesure de performance considéré, ii) le codage spatio-temporel comme technique permettant d'optimiser la diversité de transmission, et iii) la diversité de coopération et ses enjeux.

Nous commençons par définir, dans le paragraphe 1.1, les principales techniques de diversité spatiale étudiées dans le cadre de cette thèse, tout en détaillant les différentes configurations possibles pour un système utilisant des antennes multiples. Dans le paragraphe 1.2, nous donnons un bref aperçu sur les problématiques traitées. Le paragraphe 1.3 présente le canal radio avec toutes ses spécificités. Puis, dans le paragraphe 1.4, nous fournissons un bref résumé sur la modélisation des canaux MIMO. Le paragraphe 1.5 rappelle, ensuite, les notions les plus importantes dans le domaine de la théorie de l'information dans le but d'introduire la mesure de performance considérée dans cette thèse : la capacité. Cet outil de mesure est utilisé pour évaluer les performances des systèmes MIMO lors de la modélisation du canal radio. Le paragraphe 1.6 décrit les différents types de codes spatio-temporels, en insistant sur les codes spatio-temporels linéaires orthogonaux. Enfin, nous rappelons dans le paragraphe 1.7 les paramètres du standard d'IEEE 802.11a, qui constitue le cadre des simulations de cette thèse.

1.1 Techniques de diversité spatiale

Certes les réseaux locaux sans-fils présentent certains avantages, comparés aux réseaux locaux filaires ; parmi lesquels nous citons une grande flexibilité de configurabilité, la possibilité d'avoir des transmissions directes entre tous les terminaux ce qui évite les problèmes de congestions ou de saturation des liaisons rencontrés dans les réseaux filaires, et la facilité de connexion de nouveaux terminaux aux réseaux. Cependant, les réseaux locaux sans-fils souffrent des problèmes d'atténuations, et d'interférences inter-symboles dûs au support de transmission radio. Ainsi, parmi les défis des ingénieurs de conception des réseaux locaux sans-fils nous citons : combattre les problèmes dûs à la transmission radio, concevoir des solutions d'allocation de puissance et des algorithmes de routage afin d'avoir des transmissions radio plus robustes et à des débits élevés. Ainsi, des techniques de diversité différentes ont vu le jour afin d'atteindre ces objectifs. Dans cette thèse, nous nous intéressons principalement aux techniques de diversité spatiale. Ces techniques de diversité spatiale peuvent se classer selon deux catégories : techniques de diversité spatiale de micro-diversité, techniques de diversité spatiale de macro-diversité.

Techniques de micro-diversité spatiale

Cette technique consiste à équiper l'émetteur et/ou le récepteur par des antennes multiples. ainsi, des configurations différentes sont possibles pour un système utilisant des antennes multiples dans un contexte de micro-diversité. Fig. 1.1 (a) illustre la configuration la plus familière et la plus simple, une seule antenne à l'émission et une seule antenne à la réception, appelée système SISO (Single-Input Single-Output). Le système SIMO (single-Input Multiple-Output), disposant d'une antenne émettrice et de n_R antennes réceptrices, est présenté dans la Fig. 1.1 (b). Puis, la Fig. 1.1 (c) schématise le système MISO (Multiple-Input Single-Output) ayant n_T antennes émettrices et une antenne réceptrice. Le système MIMO (Multiple-Input Multiple-Output), muni de n_T antennes émettrices et de n_R antennes réceptrices, est donné dans la Fig. 1.1 (d).

Techniques de macro-diversité spatiale

Cette technique consiste en la mise en jeu de plusieurs antennes localisées sur des terminaux distants lors de la transmission de données d'un terminal source à un terminal destination. Cette technique de diversité est aussi désignée par *diversité de coopération* [60], ainsi le système de communication la mettant en œuvre est appelé '*système à antennes virtuelles* (virtual antenna array, VVA) [36] ou encore

systèmes à antennes distribuées [8]. L'avantage de cette technique est qu'elle permet à un émetteur ou à un récepteur équipé d'un nombre d'antennes limité de gagner plus de diversité spatiale en s'associant à un ou plusieurs autres terminaux afin d'améliorer la qualité et/ou le débit de la transmission des données. Il reste alors à définir comment se fait cette association ou coopération entre les terminaux. Suivant la manière selon laquelle se fait cette coopération, nous pouvons distinguer deux catégories de macro-diversité :

- *Systèmes MIMO de macro-diversité* : ce sont des systèmes à antennes multiples à l'émission et à la réception. Mais, contrairement aux systèmes MIMO de micro-diversité où les antennes émettrices et réceptrices sont respectivement co-localisées sur l'émetteur et le récepteur, dans un contexte de macro-diversité les antennes sont localisées sur des terminaux distants. Par exemple, un système MIMO de macro-diversité, disposant de deux antennes émettrices et de deux antennes réceptrices, est schématisé dans la Fig. 1.1 (e).

Il est à noter que chacun des systèmes SIMO, MISO et MIMO peut être défini dans un contexte de micro-diversité ou de macro-diversité. La configuration MIMO est la plus générale, elle englobe les systèmes MISO et SIMO comme des cas particuliers. Dans cette thèse, nous parlerons plus généralement des systèmes MIMO englobants les systèmes MISO et SIMO, sauf lorsqu'il y a besoin de le préciser.

- *Systèmes à relais* : dans un système à relais, la transmission des données d'un terminal source à un terminal destination est assistée par un ou plusieurs terminaux intermédiaires, appelés *relais*. Par exemple, Fig. 1.1 (f) présente un système à un relais.

Ayant défini les différentes techniques de diversité spatiale considérée dans le cadre de cette thèse, dans ce qui suit nous présenterons les problématiques traitées relatives à ces dernières.

1.2 Problématiques traitées

1.2.1 Pourquoi une modélisation réaliste du canal MIMO ?

L'intérêt porté aux systèmes de communication MIMO est de plus en plus important depuis [101, 39]. Ces derniers ont montré que les systèmes à antennes multiples sont capables de fournir des débits d'autant plus élevés que les nombres d'antennes émettrices et réceptrices sont augmentés en même temps. Ce qui a motivé un grand nombre de travaux de recherche visant à optimiser au mieux le codage canal, la

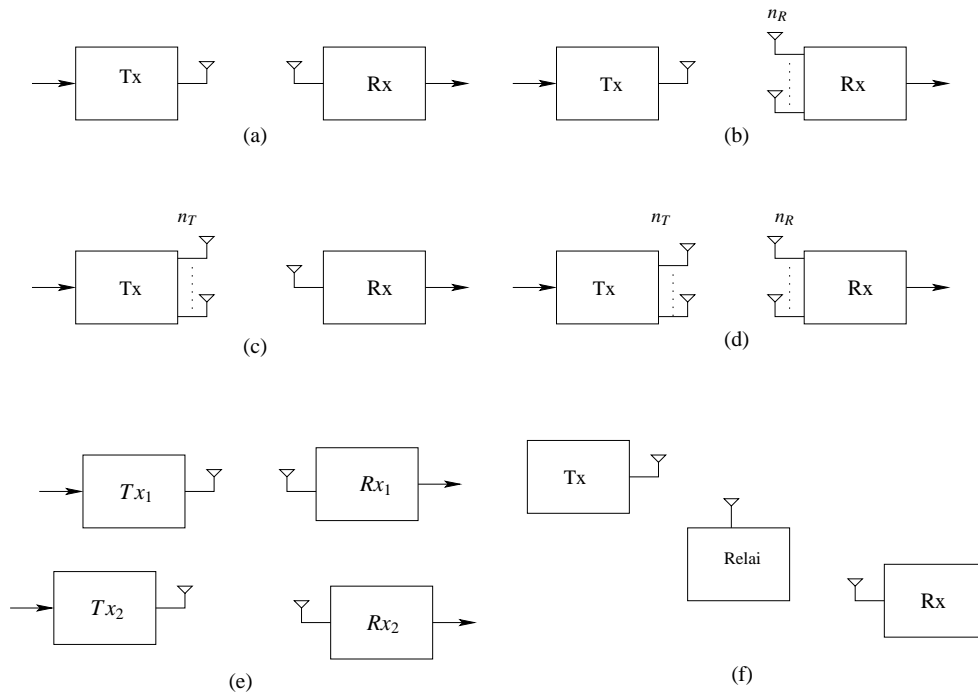


FIG. 1.1 – Configurations possibles de systèmes de communication sans-fil mettant en œuvre la diversité spatiale : (a) système SISO de micro- diversité, (b) système SIMO de micro- diversité, (c) système MISO de micro- diversité, (d) système MIMO de micro- diversité, (e) système MIMO de macro- diversité, et (f) système à un relai (Tx : émetteur, Rx : récepteur)

modulation utilisée, les différents blocs constituant le codeur ou le décodeur. Lors de la conception des ces systèmes MIMO, il est impératif de construire un modèle mathématique qui reflète les principales caractéristiques du canal afin de pouvoir estimer les performances globales du système. Le degré de précision souhaité sur le modèle dépend de l'application considérée. Dans cette thèse, nous partons de modèles de canaux proposés, et nous regardons comment les raffiner afin d'avoir plus de précisions sur les performances des systèmes de transmission MIMO. Cette modélisation du canal nécessite le choix d'un outil de mesure afin d'évaluer les performances des systèmes MIMO avec les nouveaux modèles proposés.

La théorie d'information nous procure un outil de mesure très efficace permettant d'évaluer les performances des systèmes de communication MIMO : la capacité. En effet de nos jours, les systèmes de communications sont capables de transmettre leurs données à des débits de plus en plus proches de la capacité théorique du canal de transmission. Ainsi la capacité peut donner une bonne description des performances du système. Le calcul de la capacité MIMO dépend principalement de deux paramètres : i) le modèle du canal MIMO et ii) la distribution des puissances entre les antennes émettrices. Concernant la distribution de puissance à l'émission, elle est différente selon que des états instantanés du canal sont connus à l'émission ou pas.

- États instantanés du canal connus par l'émetteur : une opération d'allocation en water-filling est effectuée comme nous l'expliquons avec plus de détails dans le paragraphe 1.5.
- États instantanés du canal inconnus par l'émetteur : Telatar a montré qu'une répartition équitable des puissances entre les antennes émettrices est la meilleure allocation de puissance afin d'optimiser la capacité.

Dans cette thèse nous nous limitons à l'étude du cas où les états du canal ne sont pas connus par l'émetteur. Ainsi la capacité dépend directement du modèle du canal considéré.

1.2.2 Pourquoi un codage spatio-temporel ?

Lors de l'implémentation des systèmes à antennes multiples, conçus afin d'améliorer l'efficacité spectrale, des approches différentes ont été proposées. L'approche la plus classique, consiste à utiliser des antennes multiples à la réception et d'appliquer un combineur à taux maximal (Maximum Ratio Combiner, MRC) aux signaux reçus [43, 3]. Mais, cette approche présente l'inconvénient d'augmenter la complexité du récepteur. Considérant le contexte des réseaux cellulaires où le terminal mobile doit

avoir une complexité plus faible que la station de base pour des raisons économiques et pratiques (vu la taille du terminal mobile), il est plus raisonnable (et plus pratique) d'équiper de plus d'une antenne la station de base que le terminal mobile. Par conséquent l'approche qui consiste à équiper l'émetteur avec des antennes multiples a des conséquences plus immédiates. Ainsi, dans le cas où l'émetteur est muni de n_T antennes réceptrices, nous devons définir quel est le traitement *mapping* nécessaire à appliquer aux signaux avant de les émettre sur les antennes émission. Ce traitement supplémentaire de part et d'autre du canal radio, mappeur/demappeur, est spécifique aux systèmes MISO et plus généralement MIMO en comparaison au système SISO comme le montre la Fig. 1.2, est appelé codage spatio- temporel ou codage espace- temps.

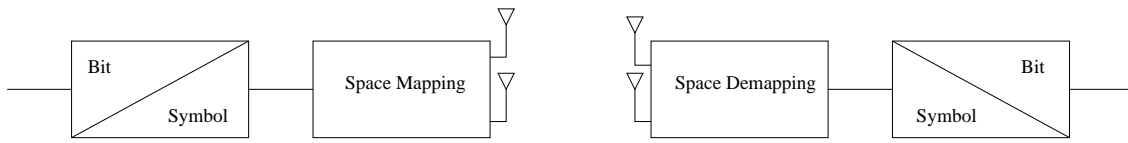


FIG. 1.2 – L'introduction du mappeur/demappeur spatio-temporel à l'émission/réception qui peut être optimisé afin d'améliorer l'efficacité spectrale, ou bien réduire le taux d'erreur par bit.

La question fondamentale qui se pose maintenant est, comment concevoir le codage spatio-temporel et le décodeur qui lui est associé afin d'optimiser les performances de la liaison radio ? Les critères de performances généralement considérés sont :

l'efficacité spectrale elle s'exprime en bit par seconde par Hertz. Nous cherchons souvent à avoir le débit le plus élevé possible. La limite ultime, où le débit est le plus élevé possible, a été définie c'est la capacité ;

la robustesse la robustesse de la transmission varie souvent à l'opposé de l'augmentation du débit. Elle peut être mesurée par le taux d'erreur binaire (BER). En effet, lors de l'étude des codes espace-temps proposés, le BER est le critère de performance considéré ;

la complexité il est fort possible dans les réseaux WLAN qu'une des deux extrémités de la liaison radio soit alimentée par une batterie. De ce fait, il est important que la complexité du mappeur/demappeur spatio-temporel soit la plus faible possible. Il est ainsi souhaitable d'avoir une conception des schémas de transmission et de réception de telle façon que la complexité soit non symétrique, avec la complexité la plus faible du côté alimenté par des batteries (le terminal mobile dans le cas des réseaux cellulaires).

Généralement, ces critères de performances sont contradictoires. Ici vient le rôle des ingénieurs qui doivent faire des choix et des compromis selon les applications (mobilité, conditions du canal physique, etc.) et les aspects économiques afin d'avoir des systèmes de transmission MIMO les mieux optimisés.

1.2.3 Enjeux de la diversité de coopération : canaux à relais

L'idée qu'un terminal gagne plus de diversité en utilisant les antennes d'autres terminaux se trouvant à son voisinage est très séduisante. Cependant sa mise en œuvre présente de nombreux challenges. En dépit des travaux récents qui se sont intéressés à l'étude de la diversité de coopération [60, 92, 91, 111, 47, 48, 61], la maîtrise de ces systèmes est encore loin d'être totale. Parmi les questions qui se posent, nous citons :

Capacité d'un réseau local sans-fils de nombreux travaux se sont intéressés au calcul de la capacité maximale pouvant circuler entre les terminaux d'un réseaux local sans-fils d'un point de vu de la théorie de l'information [47, 110, 48], d'autres se sont focalisés sur le calcul de la capacité d'un canal à relais [104, 32, 51, 41, 58, 111]. Mais, jusque là, on n'a pas encore réussi à déterminer la vraie valeur de la capacité ni pour un réseau local sans-fils ni même pour un canal à relais. Nous disposons juste de bornes supérieures, de bornes inférieures, de valeurs asymptotiques, de bornes atteignables sous certaines hypothèses ;

Techniques d'accès et efficacité spectrale en général, un terminal ordinaire ne peut pas émettre et recevoir en même temps et sur une même bande fréquentielle. Ainsi, un terminal relai doit nécessairement émettre et recevoir sur des canaux orthogonaux. Il en résulte ainsi la réduction de l'efficacité spectrale globale du canal à relais [92, 91]. D'où la nécessité de concevoir des solutions de codage à travers les terminaux mis en jeu dans un canal à relais afin de compenser cette perte en efficacité spectrale ;

Puissances mises en jeu dans les réseaux sans- fils lors de la transmission des données à travers le/les relai(s), il est préférable que ce(s) dernier(s) utilise(nt) un budget de puissance minimal afin de réduire les interférences inter-symboles, et d'augmenter la durée de vie des batteries terminaux sans- fils [49, 52]. D'où la nécessité de concevoir des algorithmes d'allocation de puissance à travers les différents terminaux mis en jeu dans les canaux à relais ;

Dispositions et natures des relais dans un canal à relais, des stratégies de routage différentes sont pos-

sibles. La transmission des données à travers les relais peut se faire en série, en parallèle, ou en associant les deux. Puis un relai peut être *analogique* ou *numérique*. Dans le cas où le relai est analogique, il ne fait qu'amplifier le signal reçu, sans avoir accès aux données transmises. Alors qu'un relai numérique décode le signal reçu pour le recoder et le retransmettre après. Utiliser des relais en parallèle ou en série, analogique ou numérique, quelles sont les avantages et les inconvénients de ces stratégies de relaying ?

Dans le cadre de cette thèse, nous répondons à certaines de ces questions à travers l'étude d'un canal à deux relais mis en parallèle.

1.3 Canal radio

Les systèmes de communication sans-fils sont limités en performances et en capacité principalement à cause de deux facteurs liés au canal de transmission :

Bruit additif aussi appelé bruit thermique, il est un des problèmes les plus communément rencontrés dans tous les problèmes de transmission à travers des canaux physiques. Il est généré par les composants internes du système de communication, et principalement par le bloc radio fréquence RFFE (Radio Frequency Front-End) du récepteur. De plus, il est généralement modélisé par un bruit additif Gaussien ayant une puissance constante. Dans le chapitre 6 de la thèse, nous allons proposer un modèle plus raffiné du bloc RFFE, qui montre un comportement légèrement différent du modèle classique utilisé dans la littérature.

Évanouissements et propagation à trajets multiples un signal émis par une antenne radio se propage soit dans toutes les directions (si l'antenne est omnidirectionnelle), soit dans un ensemble de directions bien précis, si l'antenne est directive. Le signal émis subit des réflexions, des réfractions, des diffusions autour des réflecteurs se trouvant dans l'environnement de propagation entre la source et la destination. Comme exemples des objets réflecteurs, nous citons les bâtiments, les arbres, les voitures, pour l'environnement d'extérieur, sinon pour l'intérieur, nous citons les meubles, les murs, les personnes. Ainsi, le récepteur voit des versions multiples du signal émis, de puissances atténuées et avec certains retards.

En comparant le retard de propagation global des trajets multiples vu par le récepteur du signal émis avec la période symbole, les canaux radio sont classés en deux types. Dans le cas où le retard de propagation des trajets multiples est inférieur à la période symbole, le récepteur est capable de

distinguer un seul trajet de propagation, ainsi le canal est dit non- sélectif en fréquence, i.e. toutes les composantes spectrales du signal émis sont affectées de la même façon par le canal. Puis la nature des atténuations vues des différentes antennes de réception sont supposées indépendantes et suivent une loi de Rayleigh. Cette distribution de Rayleigh est dû au fait que la somme des différents trajets de propagation (avec des retards de phase et des atténuations différentes), lorsque le nombre de trajets est très élevé, approche une variable aléatoire Gaussienne complexe, dont la partie réelle et la partie imaginaire sont indépendantes avec des moyennes nulles et des variances égales. Cependant lorsque le retard de propagation est supérieur à la période symbole, le canal est sélectif en fréquence et dans ce cas, le récepteur distingue des trajets multiples. Une modélisation possible à trajets multiples est la suivante :

$$c(t) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l(t) \delta(t - \tau_l) \quad (1.1)$$

où $\{c_l(t)\}$ représente les atténuations des L trajets, variables dans le temps, et $(\tau_l)_{l=0,\dots,(L-1)}$ sont les retards de propagation correspondants. Les variances des gains de chaque trajet ainsi que les retards sont généralement déterminés par des mesures de propagation.

Récemment, il a été réalisé que la propagation en trajets multiples s'avère être une source de diversité, quand des techniques de diversité adéquates sont mises en oeuvre. En effet, l'utilisation d'antennes multiples à l'émission n_T et à la réception n_R associée à la mise en oeuvre de codes spatio-temporels permet d'atteindre des grands ordres de diversité pouvant même atteindre le produit $n_T n_R L$ [90]. Il est à mentionner qu'il y a eu des efforts faits en vue de concevoir des codes espace- temps applicables aux canaux MIMO sélectifs en fréquence, la majorité de ces travaux s'étaient concentrés sur les systèmes utilisant la modulation OFDM.

Lors de la conception des systèmes de communication radio, les ingénieurs système ont besoin d'avoir un modèle du canal physique afin de pouvoir estimer les performances de ces derniers. Ainsi, plus la modélisation est fine, meilleure est la conception du système de transmission radio. D'où le besoin d'avoir des modèles de canaux les plus réalistes possibles. Dans cette perspective, nous proposons, dans le cadre de cette thèse, des modèles de canaux radio plus réalistes. Un premier modèle est présenté dans le chapitre 3 où le canal est supposé sélectif en fréquence dans un contexte MIMO de micro- diversité. Puis dans le chapitre 6, un second modèle sera proposé pour un canal non- sélectif en fréquence dans un contexte MIMO de macro- diversité. Dans le paragraphe suivant nous rappelons brièvement les principaux modèles de canaux proposés pour les systèmes MIMO.

En général, les signaux en transmission radio sont continus, centrés autour de la fréquence porteuse variant du kHz au GHz, i.e., à bande passante. Quand la largeur de la bande est étroite, il est plus pratique de modéliser les signaux par des signaux discrets dans le temps centré autour de 0 Hz, i.e., en bande de base. Dans toute la suite de cette thèse, nous allons considérer les signaux en bande de base, et leurs représentations discrètes dans le temps.

1.4 Modélisation des canaux MIMO

Le canal radio joue un rôle crucial dans l'analyse des performances des systèmes MIMO. En effet, selon le modèle choisi, le système MIMO présente des performances différentes. D'où la nécessité d'avoir des modèles de canaux les plus réalistes possibles. Le modèle le plus basique qui a été considéré dans plusieurs travaux consiste à supposer que les coefficients d'atténuations entre les antennes émettrices et les antennes réceptrices sont indépendants et identiquement distribués (i.i.d.). Sous cette hypothèse, et en considérant que les coefficients d'atténuation suivent une loi de Rayleigh, Foschini [39] a montré que la capacité du système MIMO croît linéairement comme le minimum entre le nombre d'antennes émettrices et d'antennes réceptrices.

Cependant, dans un environnement de propagation réel, les coefficients d'atténuations peuvent être corrélés, par exemple si les espacements entre les antennes sont petits. Il a été observé dans [25] que, dans le cas où les coefficients d'atténuations sont supposés corrélés, la capacité du système MIMO de micro-diversité peut être plus petite que celle calculée dans le cas où les coefficients sont supposés i.i.d., ce qui a motivé une modélisation plus réaliste du canal. Ainsi, de nombreux travaux se sont intéressés à une caractérisation plus fine du canal, afin de mieux quantifier l'effet des corrélations spatiales sur les performances du système MIMO et son gain de diversité. La corrélation spatiale dépend essentiellement : des angles d'arrivée, des angles de départ, des espacements entre les antennes, du nombre de trajets, des retards dus à la propagation etc. D'où la nécessité d'étudier ces paramètres et de déterminer leurs comportements (ex. : statistique, distributions). Une première approche consiste à enregistrer un grand nombre de réalisations du canal en utilisant la technique de tracé de rayons (ray-tracing) [25][64]. Une deuxième approche consiste à définir un modèle mathématique et/ou géométrique décrivant au mieux l'environnement de propagation. L'avantage de cette deuxième approche est que les caractéristiques du canal peuvent être clairement illustrées et que les performances du système sont plus simples à simuler. Pour un aperçu général sur les modèles mathématiques des canaux, le lecteur peut se référer à [37].

Parmi les exemples de modèles mathématiques, nous citons [80] [94] [18]. Un grand nombre se base sur le modèle dit *one-ring*, dont les principales hypothèses se trouvent dans [64] [87].

Ces modèles mathématiques doivent être validés à l'aide d'une mesure de performance. De nombreux travaux [94] ont considéré la capacité afin de quantifier les performances des systèmes MIMO. Dans le paragraphe suivant, nous donnons un bref aperçu sur cet outil de mesure.

1.5 Mesure de performances : Capacité théorique du canal MIMO

La capacité est une notion liée au vaste champ de la théorie de l'information, une branche de la science qui a commencé après les travaux publiés par Shannon [93]. À partir de 1948, de nombreux travaux dans le domaine théorique et pratique de la communication ont été réalisés. Un aperçu récapitulatif sur la théorie de l'information de son début jusqu'à 1998 a été publié dans [105]. Dans cette thèse, nous nous concentrons sur le calcul de capacité des systèmes MIMO dans le contexte de micro- diversité et le contexte de macro- diversité, et nous étudions son comportement dans certaines situations bien précises. Une telle étude est importante car d'une part, la capacité exprime une borne supérieure du taux maximum de codage atteignable. D'autre part, concevoir des systèmes de communications ayant des taux de codage proche de la capacité est devenu possible grâce aux nouvelles techniques de codage parmi lesquels les Turbo-codes [15].

Dans ce qui suit, nous donnons un bref résumé des résultats les plus importants dont nous aurons besoin dans la suite de cette thèse pour le calcul de la capacité.

1.5.1 Entropie et information mutuelle

Dans son papier de référence [93], Shannon a introduit la définition de l'entropie d'une variable aléatoire continue x ayant une densité de probabilité $p_x(x)$, donnée par :

$$H(x) = - \sum_k \log_2(p_x(x_k)) \quad (1.2)$$

qui est une mesure de combien de bits d'information en moyenne sont nécessaires pour coder l'information contenue dans x , pourvu que nous disposons d'un algorithme de codage de source optimal [31].

Maximisation de l'entropie par une variable aléatoire Gaussienne : soit x une variable aléatoire complexe telle que $E[x] = 0$ et $E[xx^*] = P$; $H(x)$ est maximum si x suit une loi $\mathcal{N}(0, P)$.

C'est un résultat bien connu, pour la démonstration voir Th. 9.6.5 dans [31], et l'article de Telatar [101].

L'entropie de x peut être calculée conditionnellement par rapport à une autre variable y , dans ce cas elle est notée $H(x/y)$ et appelée l'entropie conditionnelle, donnée par :

$$H(x/y) = -E[\log_2(p(x/y))] \quad (1.3)$$

Les résultats précédents s'étendent directement à des vecteurs aléatoires complexes \mathbf{x} et \mathbf{y} , dans quel cas, l'entropie d'un vecteur aléatoire complexe est maximisée par un vecteur complexe Gaussien circulaire.

Pour deux vecteurs aléatoires \mathbf{x} et \mathbf{y} , nous pouvons leur associer une quantité, appelée *information mutuelle*, qui présente une mesure de la quantité d'information sur \mathbf{y} contenue dans \mathbf{x} . Elle est définie par :

$$I(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = H(\mathbf{x}) - H(\mathbf{x}/\mathbf{y}) \quad (1.4)$$

En particulier, la notion d'information mutuelle s'avère utile lors de l'étude de système de communication MIMO muni de n_T antennes émettrices et n_R antennes réceptrices. L'équation décrivant le système est donnée par :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{b} \quad (1.5)$$

où \mathbf{H} de taille $n_R \times n_T$ est la matrice du canal ; \mathbf{x} , \mathbf{y} et \mathbf{b} représentent respectivement le vecteur signal émis vérifiant $E[\mathbf{x}^H \mathbf{x}] = P$ de taille $n_T \times 1$, le vecteur signal reçu de taille $n_R \times 1$, et le vecteur bruit additif Gaussien de taille $n_R \times 1$ dont les entrées sont de moyennes nulles et de variance $E[\mathbf{b}\mathbf{b}^H] = N\mathbf{I}_{n_R}$. Ainsi, l'information mutuelle est donnée par :

$$I(\mathbf{x}, \mathbf{y}/\mathbf{H}) = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{n_R} + \frac{1}{N} \mathbf{H} E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] \mathbf{H}^H \right) \right) \quad (1.6)$$

D'après (1.6), nous remarquons que l'information mutuelle ne dépend que de l'allocation de puissance entre les antennes émettrices et de la nature du canal.

L'allocation de puissance optimale est différente selon que le canal est connu à l'émission ou pas. Telatar dans [101] a montré que, dans le cas où l'émetteur dispose de toutes les informations nécessaires sur le canal, la *water-filling* constitue la solution optimale. Alors que lorsque l'émetteur ne dispose d'aucune information sur le canal, une répartition de puissance équitable permet de maximiser l'information mutuelle.

Nous présentons, dans ce qui suit, l'expression de la capacité pour les différents types de canaux suivant : déterministe, ergodique et non- ergodique.

1.5.2 Capacité déterministe

Dans le cas où le canal est Gaussien ayant une fonction de transfert constante, la capacité est le maximum de l'information mutuelle $I(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ entre l'entrée et la sortie du canal moyennée sur la distribution de \mathbf{x} :

$$C = \max_{\text{Tr}(\mathbf{E}\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}) \leq P} \{I\} \quad (1.7)$$

1.5.3 Capacité de Shannon (ergodique)

Nous supposons que le temps de transmission est assez long pour qu'il révèle la propriété d'ergodicité des atténuations du canal. Dans ce cas, la capacité de Shannon existe et elle est donnée par :

$$C = E\{I\} \quad (1.8)$$

1.5.4 Capacité de coupure (complémentaire)

Contrairement au canal ergodique, les atténuations du canal dans le cas non- ergodique sont constantes durant la transmission de chaque trame, et elles changent d'une trame à l'autre.

La capacité de coupure (complémentaire), notée R , est une mesure de performance fournie par la théorie de l'information et s'avère être une mesure de performance plus précise que la capacité ergodique. Elle est définie par rapport à une certaine probabilité p^{out} , telle que : la probabilité que la moyenne de l'information mutuelle soit inférieure à R est égale à p^{out} :

$$p_0 = P(I < R) \quad (1.9)$$

La probabilité complémentaire est souvent choisie égale à $p^{out} = 5\%$, la valeur de R vérifiant (1.9) est la capacité complémentaire.

1.6 Codage spatio-temporel

Le codage spatio-temporel est une technique de diversité de transmission, elle s'applique aux systèmes MISO et SIMO. Cette technique s'avère être bien adaptée aux systèmes dans lesquels le récepteur est muni d'une seule antenne à cause d'une contrainte de coût et/ou d'espace, par exemple nous citons le cas des réseaux cellulaires où les terminaux mobiles sont munis d'une seule antenne et où il est possible de munir la station de base de deux antennes ou plus. Les codes espace- temps permettent d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle entre les signaux émis d'une manière intelligente, afin qu'à la réception le signal reçu soit bien décodé.

Une des premières formes de diversité de transmission est le saut d'antenne (antenna hopping). Dans cette technique l'émetteur alterne la transmission de ses symboles entre deux antennes ou plus afin d'atteindre le maximum de diversité. Considérons un émetteur avec deux antennes, il peut transmettre une partie de ses symboles sur la première antenne puis les symboles restants sur l'autre.

Récemment, une multitude de techniques de codage ont vu le jour dans le but d'une meilleure utilisation de la diversité de transmission. Ces techniques de codage spatio-temporels peuvent être classées en deux catégories : (i) les codes spatio-temporels en treillis (STT), (ii) les codes Spatio- Temporels en Bloc (STB). Dans ce qui suit nous survolons brièvement ces deux techniques de codage en insistant sur les codes STB linéaires, sur lesquels nous nous focalisons dans cette thèse, voir le chapitre 4.

1.6.1 Codes Spatio- Temporels en treillis (STT)

Initialement le concept de codage spatio-temporel en treillis a été introduit par Tarokh, Seshadri et Calderbank dans leur papier de référence [98]. Cette technique combine les avantages de la diversité spatiale avec ceux du codage en treillis. Des travaux antérieurs ont montré que, les codes STT avec un taux de codage 1 sont capables d'atteindre la diversité maximale lorsque le nombre d'antennes de transmission est supérieur à 2. Cependant, l'inconvénient majeur des codes STT est la complexité des algorithmes de décodage. En effet un décodage en treillis, type décodage de Viterbi, est nécessaire ; sachant que la complexité du treillis d'un code STT avec une diversité maximale est au moins égale à P^{n_T-1} où P désigne l'ordre de la modulation.

Afin d'éviter cette complexité de décodage, des codes espace- temps en bloc ont été proposés.

1.6.2 Codes Spatio- Temporels en Bloc (STB)

D'une manière générale, les codes spatio-temporels en bloc peuvent être vus comme le mapping d'une séquence de symboles complexes $\{s_0, s_1, \dots, s_{p_s-1}\}$ en une matrice C_c de taille $n_T \times d_s$.

$$\{s_0, s_1, \dots, s_{p_s-1}\} \mapsto C_c \quad (1.10)$$

Les symboles constituant la matrice C_c sont transmis pendant d_s périodes symboles et sur les n_T antennes d'émission, de telle sorte qu'à chaque période symbole les éléments d'une colonne de C_c sont transmis sur les n_T antennes. Par conséquent, les critères les plus étudiés lors de la conception des codes STB sont :

- la diversité : elle peut être caractérisée par le nombre de trajets indépendants détectables par le récepteur pour chaque symbole transmis. De plus, elle dépend également du nombre d'antennes mis en jeu à l'émission et à la réception. Nous voulons toujours atteindre le maximum de diversité avec le nombre d'antennes le plus réduit ;
- le rendement du code (ou encore débit) : R . Il présente le nombre de symboles transmis par période symbole, il est défini par $R = p_s/d_s$;
- le retard introduit d_s : c'est la longueur du code en bloc spatio-temporel, il présente aussi le nombre de périodes symboles que le récepteur doit attendre avant de commencer à décoder les symboles codés dans la même matrice C_c .

En résumé, les codes espace- temps en bloc sont conçus de façon à maximiser le rendement du code, à réduire le temps de retard, à minimiser le nombre d'antennes mis en jeu et de maximiser le gain de diversité.

Puis, le mapping présenté dans (1.10) peut être fait de façons différentes. Dans la littérature, des mappings linéaires et d'autres non linéaires ont été proposés. Dans ce qui suit nous nous concentrons sur les codes STB linéaires et plus précisément sur une sous-classe des codes STB linéaires présentant des performances optimales atteignant le maximum de diversité : c'est la sous-classe des codes STB linéaires orthogonaux.

Codes STB non-linéaires

Dans la littérature quelques travaux se sont intéressés à l'étude de ce type de codage. Parmi ces travaux, nous citons Sandhu dans [89] qui a proposé un code non- linéaire dont le codage se fait en deux étapes :

- les symboles complexes $\{s_0, \dots, s_{p_s-1}\}$ sont mappés par une fonction non linéaire en une séquence

$\{\phi_n\}$.

– les $\{\phi_n\}$ sont ensuite transformés par une fonction linéaire formant la matrice C_c .

Codes STB linéaires orthogonaux

Un *mapping orthogonal réel*, O , de taille n_T est une matrice de taille $n_T \times n_T$ dont les entrées sont les variables réelles non-nulles s_0, \dots, s_{n_T-1} et leurs opposées $-s_0, \dots, -s_{n_T-1}$, vérifiant :

$$O^T O = (s_0^2 + s_1^2 + \dots + s_{n_T-1}^2) \mathbf{I}_{n_T \times n_T} \quad (1.11)$$

Radon [83] a résolu le problème d'existence de tels mappings, il a montré qu'ils n'existent que pour $n_T \in \{1, 2, 4, 8\}$.

Un *mapping orthogonal réel généralisé* \mathcal{G} de taille n_T est une matrice de taille $d_s \times n_T$ dont les entrées sont les variables réelles $0, s_0, \dots, s_{p_s-1}, -s_0, \dots, -s_{p_s-1}$, vérifiant :

$$\mathcal{G}^T \mathcal{G} = (s_0^2 + s_1^2 + \dots + s_{p_s-1}^2) \mathbf{I}_{n_T \times n_T} \quad (1.12)$$

Dans ce cas, le rendement du code STB réel basé sur \mathcal{G} est donné par : $R = p_s/d_s$. Tarokh dans [98] a montré que pour tout nombre d'antennes n_T , il existe un mapping réel généralisé de rendement 1 avec le plus petit retard d_s , dépendant de n_T .

Un *mapping orthogonal complexe* O_c de taille n_T est une matrice de taille $n_T \times n_T$ dont les entrées sont les variables complexes non-nulles

$$s_0, \dots, s_{n_T-1}, -s_0, \dots, -s_{n_T-1}$$

et leurs conjuguées

$$s_0^*, \dots, s_{n_T-1}^*, -s_0^*, \dots, -s_{n_T-1}^*$$

vérifiant :

$$O_c^H O_c = (|s_0|^2 + |s_1|^2 + \dots + |s_{n_T-1}|^2) \mathbf{I}_{n_T \times n_T} \quad (1.13)$$

Le code d'Alamouti est basé sur un mapping orthogonal complexe s'appliquant à deux antennes ($n_T = 2$) et donné par :

$$\begin{pmatrix} s_0 & s_1 \\ -s_1^* & s_0^* \end{pmatrix} \quad (1.14)$$

Tarokh dans [98] a montré qu'un mapping orthogonal complexe de rendement 1 n'existe que pour $n_T = 1, 2$. Il a aussi montré que cette conclusion reste vraie même si un traitement linéaire complexe est possible à la transmission, i.e., les entrées de O peuvent être des combinaison des variables complexes s_0, \dots, s_{n_T-1} , de pareil mapping est appelé *mapping orthogonal complexe avec traitement linéaire*.

Un *mapping orthogonal complexe généralisé* G_c de taille n_T est une matrice de taille $d_s \times n_T$ dont les entrées sont les variables complexes

$$0, s_0, \dots, s_{p_s-1}, -s_0, \dots, -s_{p_s-1}$$

et leurs conjuguées

$$0, s_0^*, \dots, s_{p_s-1}^*, -s_0^*, \dots, -s_{p_s-1}^*$$

vérifiant :

$$G_c^H G_c = (|s_0|^2 + |s_1|^2 + \dots + |s_{p_s-1}|^2) \mathbf{I}_{n_T \times n_T} \quad (1.15)$$

Dans ce cas, le rendement du code STB complexe basé sur G_c est donné par : $R = p_s/d_s$. De la même façon que le mapping orthogonal réel, un traitement linéaire complexe des entrées de G_c est permis sans avoir d'effet sur les conclusions tirées sur le mapping orthogonal complexe généralisé, dans ce cas le mapping est désigné par *mapping orthogonal complexe généralisé avec traitement linéaire*.

Exemple :

Comme exemple illustratif, nous présentons une famille de mappings orthogonaux complexes généralisés avec une structure récursive particulière, pour tout $n_T \geq 1$:

Soit $\mathcal{S}(1) = (s_0)$ et

$$\mathcal{S}(2) = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 \\ -s_1^* & s_0^* \end{pmatrix} \quad (1.16)$$

les deux première mappings orthogonaux complexes généralisés respectivement pour une seule antenne et deux antennes. Ainsi pour tout $n_T \geq 1$ soit :

$$d_s = d_s(n_T) = n_T(n_T - 1)/2 + 1 \quad (1.17)$$

Nous pourrions ainsi définir les mappings $\mathcal{S}(n_T)$ pour tout $n_T \geq 3$ comme suit :

$$\mathcal{S}(n_T + 1) = \left(\begin{array}{c|c} \mathcal{S}(n_T) & \begin{matrix} s_{n_T} \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{matrix} \\ \hline \begin{matrix} -s_{n_T}^* \mathbf{n}_T \times \mathbf{n}_T \\ s_0^* \\ s_1^* \\ \dots \\ s_{n_T-1}^* \end{matrix} & \end{array} \right), \text{ for } n_T = 2, 3, \dots \quad (1.18)$$

où $s_0, s_1, \dots, s_{n_T-1}$ sont des variables complexes et dans la dernière colonne de $\mathcal{S}(n_T + 1)$, il y a $d_s - 1$ zéros entre s_{n_T} et s_0^* .

Ainsi la matrice $\mathcal{S}(n_T)$ de taille $d_s \times n_T$, définie récursivement, est un mapping complexe orthogonal généralisé vérifiant :

$$\mathcal{S}(n_T)^H \mathcal{S}(n_T) = (|s_0|^2 + |s_1|^2 + \dots + |s_{n_T-1}|^2) \mathbf{I}_{n_T \times n_T} \quad (1.19)$$

dont la démonstration est donnée dans [66], d'ailleurs les auteurs dans cet article ont montré qu'il n'existe pas de mapping orthogonal complexe généralisé de rendement 1 pour $n_T \geq 3$, indépendamment de la durée du retard d_s . Ils ont aussi établi que 3/4 est le rendement maximal possible pour 3 ou 4 antennes de transmission ($n_T = 3$ ou 4).

Remarques :

- Les codes STB ont des performances optimales pour des SNR faibles et moyens alors que les codes STT sont plus optimaux pour des SNR de grandes valeurs [53].
- Le code d'Alamouti présente des très grand avantages. Sandhu dans [88] a démontré qu'un système avec deux antennes à l'émission et une seule antenne à la réception utilisant le code d'Alamouti peut atteindre la capacité du canal sans la connaissance des états de ce dernier par l'émetteur.
- Il a été montré dans [67] que le code d'Alamouti associé à un codage canal binaire et avec retour d'information pour corriger les erreurs, donne de meilleur résultats que les codes STB orthogonaux de [100].

1.6.3 Analyse de la probabilité d'erreurs

Généralement les performances des codes ST se mesurent en terme de BER en fonction du SNR. Pour de grandes valeurs du SNR, la probabilité d'erreur moyenne (supposant une détection à maximum de vraisemblance ou un MRC) d'une transmission de données à travers un canal de communication est donnée par :

$$P_e = G_c . SNR^{-G_d} \quad (1.20)$$

où G_c et G_d désignent respectivement le gain de codage et le gain de diversité du système. Ainsi, si nous traçons la courbe de variation du taux d'erreur BER en fonction du SNR dans une base logarithmique, l'ordre de diversité peut être expliqué par la pente de la courbe obtenue, alors que le gain de codage peut se lire dans la position horizontale de la courbe. Dans cette thèse, les performances des codes ST sont étudiées en fonction de la variation du BER en fonction du SNR.

1.7 Description du standard IEEE 802.11a

Dans ce paragraphe, nous présentons le contexte des simulations réalisées dans le cadre de cette thèse. Il s'agit du standard 802.11a qui a été conçu afin de normaliser la couche physique des réseaux locaux sans-fils. Nous devons mentionner que ce standard a été défini en parallèle avec le standard européen nommé HIPERLAN/2 développé par l'ETSI et que tous les deux adoptent la modulation OFDM, et qu'ils ont de nombreux points communs.

Le standard IEEE 802.11a [56] est défini dans la bande de fréquence autour de 5 GHz et conçu spécialement pour les environnements Indoor, ou Outdoor lorsque la mobilité est pédestre, la portée des terminaux peut s'étendre jusqu'à 30 m à l'intérieur des bâtiments et jusqu'à 150 m à l'extérieur des bâtiments. La bande des fréquences basses s'étend entre 5.15 et 5.35 Ghz, elle contient 8 canaux espacés de 20 MHz. Alors que la bande supérieure est constituée de 11 canaux, entre 5.470 Ghz 5.725 Ghz.

Dans Tab. 1.1, nous présentons les principales caractéristiques fixées pour la modulation OFDM dans IEEE 802.11a, afin de donner aux lecteurs une meilleure idée des ordre de grandeur des paramètres généralement adoptés dans les réseaux locaux sans-fils.

- fréquence d'échantillonnage : $F_e = 20\text{MHz}$;
- espacements entre deux canaux adjacents : 20MHz ;

- taille de la FFT : $M = 64$;
- $K = 48$ les porteuses utiles et 4 pilotes (sur les porteuses : $\pm 7, \pm 21$; utilisés pour la détection des phases) ;
- Modulation des sous- porteuses :
 - BPSK, QPSK, 8PSK,
 - 16QAM, 64QAM ;
- intervalle de garde de taille 16 échantillons (800 ns) ;
- Réseaux locaux sans-fils pour les environnements Indoor, les campus, et les maisons ;
- modulation OFDM avec les méthodes d'accès TDMA/TDD ;
- 19 canaux (8 dans la bande basse, 11 dans le bande haute) avec une largeur de bande de 20 Mhz ;
- Des haut débits au dessus de la couche physique (6-54 Mbit/s) ;
- un support de qualité de service (QoS : Quality of service) ;
- allocation automatique des fréquences ;
- Code convolutif de longueur 7 poinçonné ;

Les tableaux Tab. 1.2 et Tab. 1.3 présentent deux profils typiques de canaux définis dans les deux standards et qui seront considérés dans cette thèse.

TAB. 1.1 – Modes de la couche physique (PHY) d'HIPERLAN/2/IEEE 802.11a.

Modulation	Rendement	Rendement Net au dessus de PHY	Octet par Symbole
<i>BPSK</i>	1/2	6 Mbit/s	3
<i>BPSK</i>	3/4	9 Mbit/s	4.5
<i>QPSK</i>	1/2	12 Mbit/s	6
<i>QPSK</i>	3/4	18 Mbit/s	9
<i>16-QAM</i>	9/16	27 Mbit/s	13.5
<i>16-QAM</i>	3/4	36 Mbit/s	18
<i>option</i>			
<i>64-QAM</i>	3/4	54 Mbit/s	27

TAB. 1.2 – Modèle A, correspond à un environnement typique de bureau pour des conditions NLOS.

Numéro du Trajet	Retard (ns)	Puissance Moyenne Relative (dB)
1	0	0
2	10	-0.9
3	20	-1.7
4	30	-2.6
5	40	-3.5
6	50	-4.3
7	60	-5.2
8	70	-6.1
9	80	-6.9
10	90	-7.8
11	110	-4.7
12	140	-7.3
13	170	-9.9
14	200	-12.5
15	240	-13.7
16	290	-18.0
17	340	-22.4
18	390	-26.7

TAB. 1.3 – Modèle E, correspond à un environnement typique d’espace libre large pour des conditions NLOS.

Numéro du Trajet	Retard (ns)	Puissance Moyenne Relative (dB)
1	0	-4.9
2	10	-5.1
3	20	-5.2
4	40	-0.8
5	70	-1.3
6	100	-1.9
7	140	-0.3
8	190	-1.2
9	240	-2.1
10	320	-0.0
11	430	-1.9
12	560	-2.8
13	710	-5.4
14	880	-7.3
15	1070	-10.6
16	1280	-13.4
17	1510	-17.4
18	1760	-20.9

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les systèmes MIMO en définissant les deux contextes de micro- diversité et de macro- diversité. Nous avons montré l'intérêt pour deux directions de recherche : la modélisation des canaux et le codage spatio-temporel.

Nous avons rappelé les notions de base sur les canaux radio. Nous avons montré la nécessité de raffiner la modélisation de ces derniers dans le but d'une meilleure conception du système MIMO. Ainsi, nous avons donné un court aperçu sur les différents modèles de canaux espace- temps proposés dans des travaux antérieurs. Puis, nous avons rappelé les principales notions de la théorie de l'information, en présentant la capacité comme outil de mesure de performance efficace dans notre contexte des systèmes MIMO.

Nous avons montré l'existence de plusieurs facteurs nuisibles à la transmission du signal dans un canal radio, parmi lesquels nous citons : le bruit Gaussien, les évanouissements dûs à la propagation du signal, les trajets multiples et les interférences inter- symboles. Pour remédier à ces derniers, nous avons proposé d'augmenter le gain de diversité du système, et d'utiliser le codage spatio-temporel à l'émission. Ainsi, nous avons présenté un bref état de l'art sur les différents techniques de codages spatio-temporels proposées, en insistant sur le codage spatio-temporel en bloc.

Finalement, nous avons présenté les paramètres du standard d'IEEE 802.11a, puisqu'il constitue le contexte des simulations faites dans le cadre de cette thèse.

Deuxième partie

Systèmes MIMO/OFDM de Micro-diversité

Avant propos

Cette partie de la thèse est consacrée à l'étude des systèmes de communication MIMO utilisant la modulation OFDM, notée système MIMO/OFDM, dans un contexte de micro- diversité, i.e. les antennes sont co- localisées à la fois du côté de l'émetteur et du récepteur. Le but de cette étude s'articule autour de deux axes : proposer, d'une part, un modèle de canal MIMO qui soit le plus réaliste possible afin d'aider les ingénieurs systèmes à concevoir des terminaux de communication sans-fils plus robustes (aux atténuations introduites par le canal MIMO radio) et plus fiables. D'autre part, cette étude vise à proposer des schémas de codage spatio- tempo- fréquentiels au système de communication MISO profitant de la diversité fréquentielle présente lors de l'utilisation de la modulation OFDM.

La suite de cette partie s'organise comme suit. Le chapitre 2 présente les outils, les hypothèses et les pré- requis nécessaires pour les deux prochains chapitres. Dans le chapitre 3, considérant un canal à trajets multiples sélectif en fréquence, nous proposons un modèle réaliste du canal prenant en considération les vraies valeurs des retards des trajets multiples, ce qui signifie que les retards ne sont plus ramenés à des multiples de la période d'échantillonnage comme ce qui se fait classiquement dans les modèles de canaux. Puis, nous calculons la capacité du système MIMO afin de quantifier l'impact du nouveau modèle sur les performances du système. Le choix d'utiliser la capacité comme mesure de performance a été motivé par le fait que la transmission à des débits proches de la capacité du canal est devenue possible grâce au développement des nouvelles technologies.

Le chapitre 4 est consacré à la conception de codes spatio-temporels adaptés au système MIMO utilisant la modulation OFDM. En effet, comme nous l'expliquons avec plus de détails dans ce dernier chapitre, les codes proposés tentent de profiter de la diversité fréquentielle dans un système utilisant la modulation OFDM afin de réduire le nombre d'antennes utilisées. Ce qui revient à remplacer la diversité spatiale par de la diversité fréquentielle.

Les résultats obtenus dans cette partie ont été publiés dans deux conférences [77] [78]. Le chapitre 3 (écrit en anglais) présente l'article de journal soumis à *IEEE Transactions on Communications* [79]. Il se peut que le lecteur trouvera un peu de redondance entre le chapitre 2 et le chapitre 3.

Chapitre 2

Systèmes de transmission MIMO/OFDM

Les systèmes à antennes multiples jouent un rôle important dans le développement des systèmes de communication futurs à bande large. Grâce aux trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur, les effets d'atténuation du canal sont réduits d'une façon significative, de plus l'efficacité spectrale se trouve remarquablement augmentée [101, 39, 109]. L'utilisation de la modulation OFDM dans les systèmes MIMO s'avère être une technique bien adéquate, de plus en plus utilisée. En particulier cette technique est adoptée, comme nous l'avons déjà mentionné, par trois standards de normalisation des systèmes de réseaux locaux : ETSI BRAN HIPERLAN/2, IEEE 802.11a et ARIB MMAC.

Les outils, les hypothèses et les pré-requis nécessaires pour les deux prochains chapitres sont présentés dans les paragraphes suivants. Nous commençons par exposer la composition modulaire du système MIMO/OFDM en spécifiant le rôle de chaque module dans le paragraphe 2.1. Puis dans le paragraphe 2.2, nous donnons un bref aperçu sur la modulation OFDM. Dans le paragraphe 2.3, les hypothèses faites sur le canal MIMO utilisant la modulation OFDM sont présentées, prenant en considération les corrélations dues aux réflecteurs qui se trouvent entre l'émetteur et le récepteur. Nous rappelons l'expression de la capacité d'un système MIMO/OFDM dans le paragraphe 2.4. Ensuite dans le paragraphe 2.5, nous présentons un bref aperçu sur l'application des codes STF aux systèmes MIMO, et nous expliquons comment s'applique un codage spatio-temporel au système MIMO lorsque ce dernier utilise la modulation OFDM.

2.1 Présentation du système MIMO/OFDM

Une des techniques les plus efficaces pour améliorer l'efficacité spectrale d'une communication radio, est l'utilisation d'antennes multiples à l'émission et à la réception. Dans ce qui suit, nous considérons un système MIMO utilisant la modulation OFDM, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de n_T et n_R antennes co-localisées. Les antennes sont disposées, de la façon la plus communément utilisée, appelée en anglais Uniform Linear Array (ULA). Dans laquelle les antennes sont alignées et uniformément espacées. La distance relative entre deux antennes adjacentes est donnée par : $\Delta = \frac{d}{\lambda}$ où d est l'espace séparant deux antennes et λ la longueur d'onde. Fig. 2.1 présente le schéma de la chaîne de

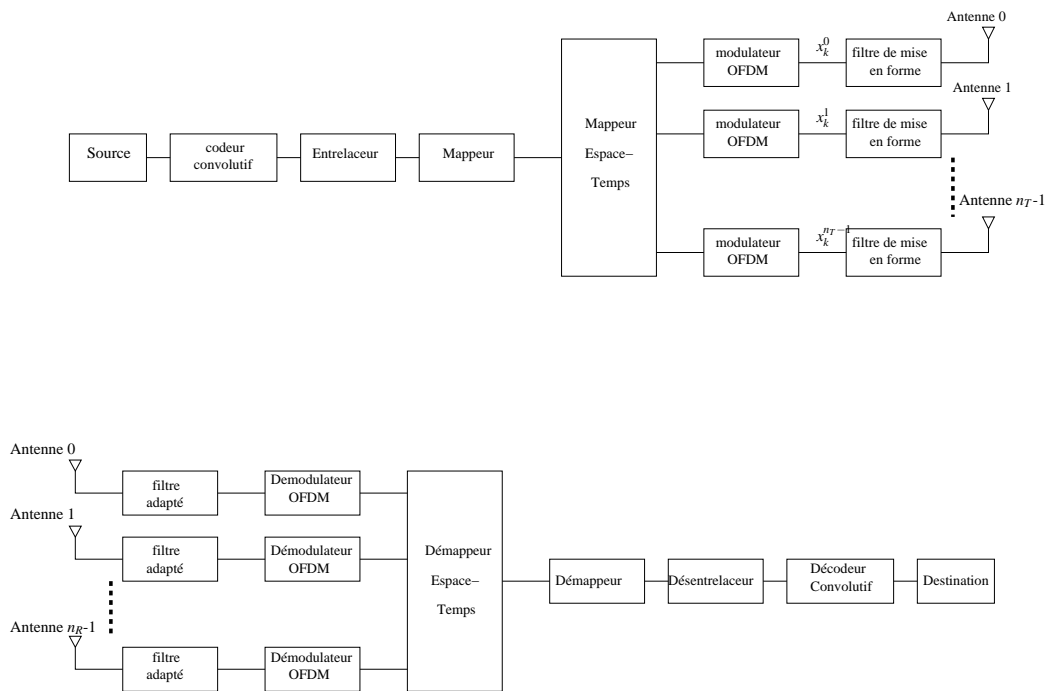


FIG. 2.1 – Le système de transmission MIMO/OFDM de micro-diversité

transmission du système MIMO/OFDM considérée dans les deux chapitres qui suivent.

Dans ce qui suit, nous décrivons le parcours suivi par le message depuis sa génération par la source jusqu'à sa destination :

1. le message généré par la source est d'abord transformé en une séquence binaire. Idéalement nous désirons avoir le minimum de bits possible. Cette opération de conversion d'un signal analogique à un signal numérique est assurée par un processus de compression appelé le codeur source. Dans toute la thèse, le codeur source n'est pas pris en compte lors de l'étude des performances des

- systèmes MIMO. Ainsi la chaîne de transmission se délimite par le codeur canal et le décodeur canal de part et d'autre du canal de transmission ;
2. la séquence binaire résultante est ensuite passée au codeur canal. Le but du codeur canal est de la protéger contre les effets du canal (bruits, interférences, etc.). Ainsi, le codeur introduit d'une façon contrôlée des bits de redondance qui peuvent être utilisés au niveau du récepteur. Dans le Chapitre 4, le codeur canal considéré est un codeur convolutif de rendement $1/2$. Ensuite, la séquence binaire passe à travers un entrelaceur afin que la transmission soit plus robuste aux atténuations en bloc (block fading) du canal ;
 3. la séquence binaire entrelacée passe à travers un modulateur numérique. Ce dernier associe à chaque séquence de b bits un symbole complexe selon une constellation de taille 2^b . Par exemple, nous citons la modulation binaire de phase dite (BPSK), la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) ;
 4. les symboles complexes sont par la suite mappés afin qu'ils soient transmis sur les n_T antennes de transmission et à travers les ressources orthogonales du canal. Comme le système MIMO étudié considère la modulation OFDM, nous disposons à l'entrée du canal de Mn_T échantillons à émettre, ainsi l'utilisation d'un modulateur spatio- temporel s'avère une bonne idée afin de profiter des ressources en espace, temps et fréquence présentes. Le paragraphe 2.4 explique comment appliquer les codes spatio- temporels à un système à antennes multiples utilisant la modulation OFDM ;
 5. finalement, les symboles passent à travers le modulateur OFDM avant d'être filtrés par le filtre limiteur de bande. Dans le Chapitre 3, comme nous considérons le profil réel du canal, nous voyons l'apparition de ce dernier dans le nouveau modèle équivalent du canal.
 6. le signal analogique résultant est transmis à travers le canal radio, où il se trouve affecté par les atténuations dues aux réflexions et aux réfractions du signal dans le milieu de propagation.
 7. à la réception, le récepteur à antennes multiples est constitué d'un filtre adapté au filtre limiteur de bande utilisé à l'émission, du démodulateur OFDM, du décodeur spatio- temporel, du démodulateur numérique, du décodeur canal et du décodeur source.

2.2 Modulation OFDM

Les canaux à trajets multiples dégradent les performances des systèmes de communication radio. Néanmoins les travaux menés sur ces canaux durant les deux dernières décennies ont montré que les

canaux à trajets multiples peuvent offrir de plus grands débits en utilisant des récepteurs adéquats, capables d'exploiter leurs propriétés. Ces récepteurs peuvent utiliser plusieurs techniques dont les techniques OFDM basées sur le multiplexage spatial. Ils ont été proposés récemment comme des techniques pouvant tirer profit et de la diversité spatiale et de la diversité fréquentielle sur les canaux à large-bande MIMO avec évanouissements, sans avoir besoin d'une connaissance préalable du canal au niveau du récepteur. L'utilisation de l'OFDM est motivée principalement par la capacité de cette technique à transformer un canal MIMO à évanouissement en un ensemble de canaux à bande étroite, caractérisés par une simple atténuation. Dans ce qui suit, l'étude portera sur la représentation en temps discret des signaux OFDM en bande de base. Pour plus de détails sur la transmission utilisant la modulation OFDM et les problèmes de pré-codages qui lui sont liés, le lecteur peut se référer aux [33, 107]. La Fig. 2.2 présente un

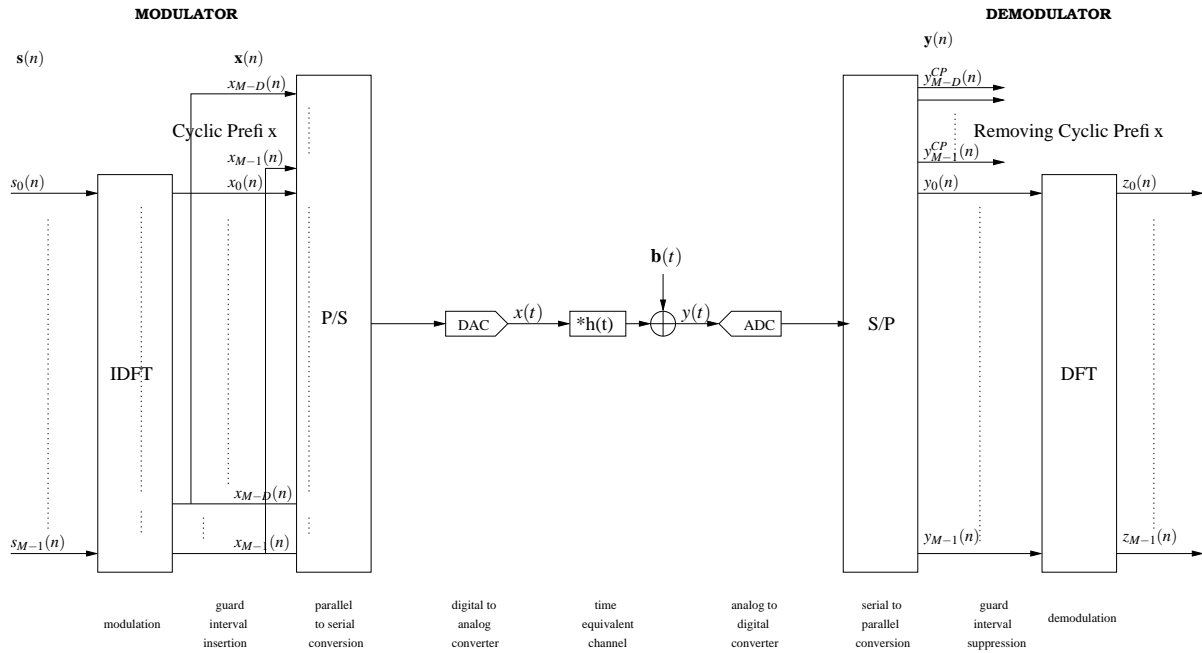


FIG. 2.2 – Modulation OFDM

émetteur OFDM classique qui fera l'objet de ce paragraphe. Nous considérons d'abord une transmission sans bruit. La séquence de bits est divisée en M sous-flux, chaque flux est acheminé sur une porteuse. Les données sont alors transmises par blocs de taille M : $s(n) = [s_0(n), \dots, s_k(n), \dots, s_{M-1}(n)]^T$ est la représentation du n ème symbole OFDM, $k \in [0..M-1]$ étant l'indice des porteuses au sein de ce bloc. Chaque symbole OFDM est obtenu à la suite de deux opérations :

- pré-codage par une matrice de Fourier inverse (FFT-inverse) qui permet d'obtenir le symbole dans

le domaine temporel $\mathbf{x}(n) = [x_0(n), \dots, x_k(n), \dots, x_{M-1}(n)]^T$ à partir de son image dans le domaine fréquentiel ;

- ajout d'un intervalle de garde : Cet intervalle est rempli par les D derniers échantillons de $\mathbf{x}(n)$ ajoutés au début du bloc, donnant le vecteur $[x_{M-D}(n), \dots, x_{M-1}(n), x_0(n), \dots, x_k(n), \dots, x_{M-1}(n)]^T$. Il s'agit d'une extension cyclique du symbole temporel. Sa taille doit être supérieure à la longueur de la réponse impulsionnelle du canal.

Le rajout du préfixe cyclique à chaque symbole OFDM transforme la convolution, résultante du passage à travers un canal à trajets multiples, en une convolution circulaire.

Après une conversion parallèle- série et une conversion digitale- analogique, le signal est envoyé à travers un canal sélectif en fréquence.

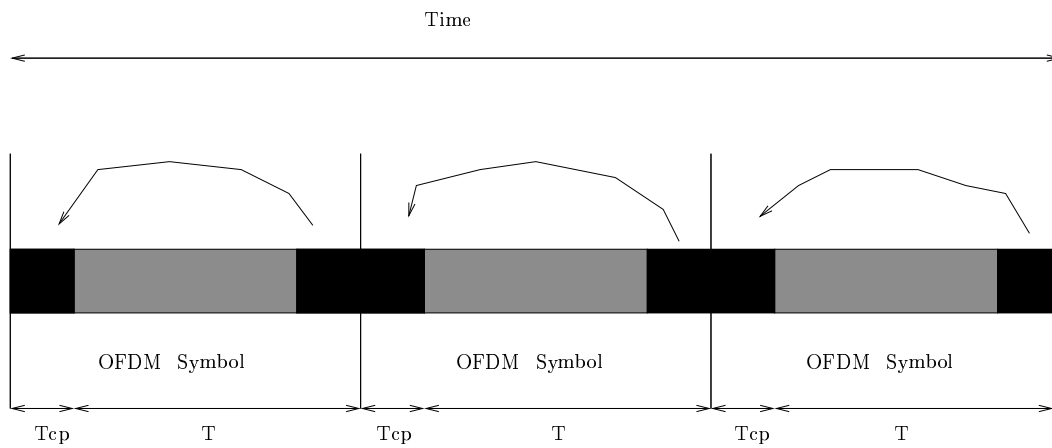


FIG. 2.3 – Représentation temporelle de l'OFDM.

En représentant le canal en temps discret, ses effets peuvent être modélisés par un filtrage à réponse impulsionnelle finie qui peut s'écrire sous la forme $\mathbf{c}_M = [c_0, \dots, c_{L-1}, 0, \dots, 0]^T$. Le choix des valeurs de D et M dépend essentiellement de 4 facteurs :

1. la longueur du canal : afin de garantir une égalisation parfaite, l'intervalle de garde doit être plus long que le canal, $D > L$;
2. le rendement du système : comme l'intervalle de garde représente une redondance par rapport au reste du symbole OFDM, le rendement spectral du système se trouve réduit, et est donné par $\frac{M}{M+D}$. Pour que la valeur du rendement spectral soit proche de 1, il faut tendre M vers l'infini ;
3. la complexité : les opération de FFT sont faites sur des blocs de taille M , pour garantir une faisabilité du système, la valeur de M ne peut être indéfiniment augmentée. Elle doit dans ce cas répondre

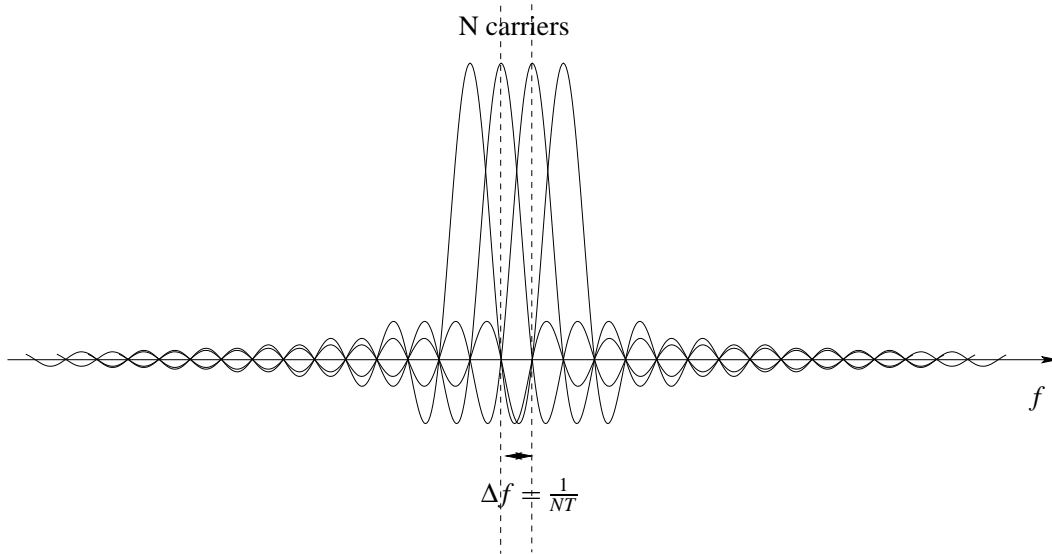


FIG. 2.4 – Représentation fréquentielle de l'OFDM.

à un compromis entre la complexité du système et son efficacité spectrale. Généralement la valeur de M est choisie égale à $4D$, ce qui donne une perte spectrale de 25% ;

4. le type de canal : Pour garantir la circularité de la convolution, le canal doit rester constant durant la transmission d'un symbole OFDM. Dans ce cas, la diversité apportée par le système ne peut être augmentée même lorsque M augmente. Ainsi le choix de M dépend également de la nature du canal (canal à grande diversité, évanouissements rapides ou lents).

Ainsi, le choix de M et D est donné par un compromis entre ces 4 contraintes. Le récepteur applique les opérations inverses de celles de l'émetteur, à savoir une conversion analogique- digitale et une opération de FFT.

En tenant compte de l'intervalle de garde, le signal discret issu de la conversion analogique digitale s'écrit donc :

$$\mathbf{y}^{\text{CP}} = \begin{bmatrix} y_0^{\text{CP}}(n) \\ y_1^{\text{CP}}(n) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ y_{M+D}^{\text{CP}}(n) \end{bmatrix}_{(M+D) \times 1} = \mathbf{H}_{\text{ISI}} \begin{bmatrix} x_{M-D}(n) \\ \vdots \\ x_{M-1}(n) \\ x_0(n) \\ \vdots \\ x_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{(M+D) \times 1} + \mathbf{H}_{\text{IBI}} \begin{bmatrix} x_{M-D}(n-1) \\ \vdots \\ x_{M-1}(n-1) \\ x_0(n-1) \\ \vdots \\ x_{M-1}(n-1) \end{bmatrix}_{(M+D) \times 1}$$

ou

$$\mathbf{H}_{\text{ISI}} = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ c_{L-1} & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & c_{L-1} & \cdots & c_0 \end{bmatrix}_{(M+D) \times (M+D)} \quad \mathbf{H}_{\text{IBI}} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & c_{L-1} & \cdots & c_1 \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & c_{L-1} \\ \vdots & & & \ddots & & 0 \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{(M+D) \times (M+D)}$$

et

$$\begin{bmatrix} x_0(n) \\ \vdots \\ x_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1} = \mathbf{F}_M^H \begin{bmatrix} \mathbf{s}_0(n) \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1}$$

$[x_{M-D}(n), \dots, x_{M-1}(n), x_0(n), \dots, x_k(n), \dots, x_{M-1}(n)]^T$ à l'instant $(n-1)$ $[x_{M-D}(n-1), \dots, x_{M-1}(n-1), x_0(n-1), \dots, x_k(n-1), \dots, x_{M-1}(n-1)]^T$.

\mathbf{H}_{ISI} donne l'interférence intra- symboles résultant de la sélectivité fréquentielle du canal agissant à l'intérieur du symbole OFDM à l'instant n , $[x_{M-D}(n), \dots, x_{M-1}(n), x_0(n), \dots, x_k(n), \dots, x_{M-1}(n)]^T$. \mathbf{H}_{IBI} représente l'interférence inter- symboles : c'est l'interférence introduite par le symbole $n-1$ sur le symbole n . Notons $G(z) = \sum_{n=0}^{L-1} c_n z^{-n}$ la fonction de transfert en temps discret du canal et \mathbf{G}_c sa transformée de Fourier, donnée par :

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_c = \mathbf{F}_M^{-1} \mathbf{c}_M &= [G(0), G(e^{j2\pi/M}), \dots, G(e^{j2\pi(M-1)/M})]^T \\ &= [g_0, \dots, g_{M-1}]^T \end{aligned}$$

Pour éliminer l'interférence inter- blocs, les D premiers échantillons de \mathbf{y}^{CP} sont ignorés par le récepteur. Ainsi, le vecteur des signaux reçus s'écrit :

$$\begin{bmatrix} y_{D+1}^{\text{CP}}(n) \\ \vdots \\ y_{M+D}^{\text{CP}}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1} = \begin{bmatrix} y_0(n) \\ \vdots \\ y_{M-1}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vdots & c_{L-1} & \cdots & c_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{0}_{D-(L-1)} & & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & & \ddots & 0 \\ \vdots & 0 & & c_{L-1} & \cdots & c_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{M-D}(n) \\ \vdots \\ x_{M-1}(n) \\ x_1(n) \\ \vdots \\ x_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{(M+D) \times 1}$$

qui devient

$$\begin{bmatrix} y_0(n) \\ \vdots \\ y_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1} = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & \cdots & c_{L-1} & \cdots & c_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \vdots \\ c_{L-1} & & \ddots & \ddots & & c_{L-1} \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & c_{L-1} & \cdots & c_0 \end{bmatrix}_{M \times M} \mathbf{F}_M^H \begin{bmatrix} s_0(n) \\ \vdots \\ s_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1}$$

Le préfixe cyclique transforme la convolution linéaire appliquée par le canal en une convolution circulaire permettant d'utiliser les propriétés des matrices circulantes. Ces matrices étant diagonales dans la base de Fourier [44, 46, 21, 20, 50], une opération de FFT permet donc de diagonaliser le canal.

$$\begin{bmatrix} z_0(n) \\ \vdots \\ z_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1} = \mathbf{F}_M \begin{bmatrix} y_0(n) \\ \vdots \\ y_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} z_0(n) \\ \vdots \\ z_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1} = \mathbf{F}_M \begin{bmatrix} c_0 & 0 & \cdots & c_{L-1} & \cdots & c_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \vdots \\ c_{L-1} & & \ddots & \ddots & & c_{L-1} \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & c_{L-1} & \cdots & c_0 \end{bmatrix}_{M \times M} \mathbf{F}_M^H \begin{bmatrix} s_0(n) \\ \vdots \\ s_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1} \quad (2.2)$$

Comme la convolution circulaire dans le domaine temporel se traduit par une multiplication dans le domaine fréquentiel, chaque composante k du signal $[s_0(n), \dots, s_{M-1}(n)]^T$ est transmise dans un canal indépendant, caractérisé par un coefficient d'atténuation complexe g_k .

$$\begin{bmatrix} z_0(n) \\ \vdots \\ z_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1} = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & g_1 & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 & \dots & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \ddots & \dots & \dots \\ \vdots & \dots & & \dots & \ddots & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & g_{M-1} \end{bmatrix}_{M \times M} \begin{bmatrix} s_0(n) \\ \vdots \\ s_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1} \quad (2.3)$$

Lorsque le canal est affecté par un bruit additif Gaussien, le vecteur de bruit $[b_0(n), \dots, b_{M-1}(n)]^T$ Gaussien est multiplié par la matrice de FFT lors de la démodulation.

$$\begin{bmatrix} n_0(n) \\ \vdots \\ n_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1} = F_M \begin{bmatrix} b_0(n) \\ \vdots \\ b_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1}$$

Les statistiques du vecteur de bruit Gaussien ne changent pas sous l'effet d'une transformée orthogonale telle que la FFT, de ce fait $[n_0(n), \dots, n_{M-1}(n)]^T$ est un vecteur de bruit blanc Gaussien avec la même variance que le bruit original.

La Fig. 2.5 présente une modélisation fréquentielle des systèmes OFDM.

2.3 Modèle du canal MIMO à trajets multiples et à large bande

Lors de la conception des systèmes de communication, conçus pour transmettre des données sur un canal radio, il est impératif de construire un modèle mathématique qui reflète les caractéristiques les plus importantes du canal. En effet plusieurs paramètres du système sont fixés et de nombreuses décisions sont prises en fonction des conditions du canal physique et de l'application souhaitée. Dans ce qui suit nous exposons les principales hypothèses faites sur le canal MIMO et sur ses statistiques, sur lequel nous baserons pour construire notre modèle plus réaliste, qui sera présenté dans le chapitre 3.

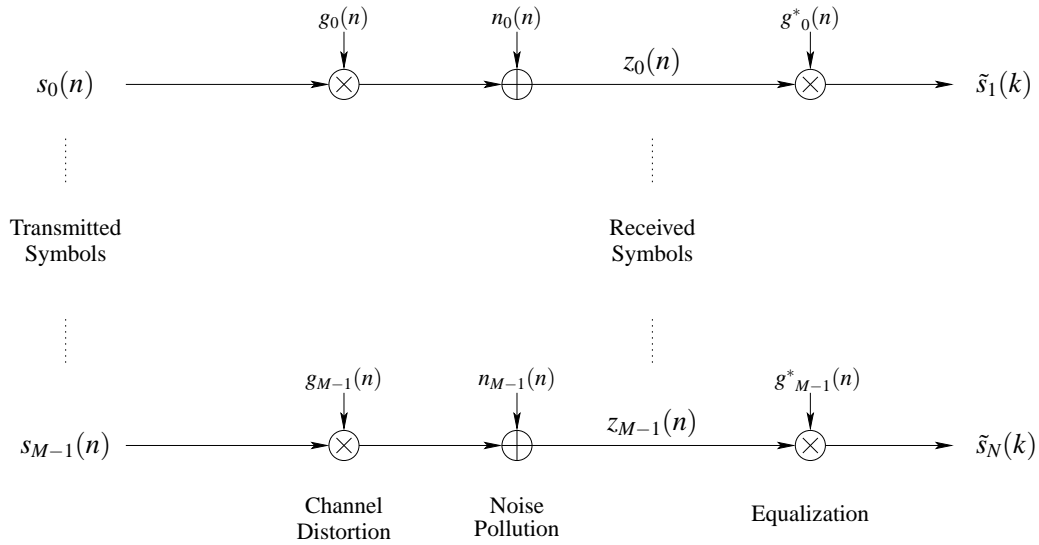


FIG. 2.5 – Modélisation fréquentielle de l'OFDM

Soit $\mathbf{x}(n)$ le vecteur OFDM transmis de taille $Mn_T \times 1$ (contenant n_T symboles OFDM de longueur M), où l'indice n désigne le numéro du symbole OFDM. Le vecteur reçu de taille $Mn_R \times 1$ s'écrit :

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{H}\mathbf{x}(n) + \mathbf{b}(n) \quad (2.4)$$

où $\mathbf{b}(n)$ est le vecteur du bruit blanc Gaussien de taille $Mn_R \times 1$ dont les composantes ont une moyenne nulle et une variance N , et \mathbf{H} désigne la matrice d'atténuation du canal de taille $Mn_R \times Mn_T$.

Dans tout le reste de cette partie, le processus d'ajout du préfixe cyclique est supprimé pour une meilleure lisibilité du modèle.

2.3.1 Modèle du canal

Ce paragraphe résume les hypothèses initiales faites sur le modèle du canal, qui sont initialement présentées dans [18].

Nous supposons que le nombre des groupements de réflecteurs ayant les impacts les plus importants sur la transmission des données entre l'émetteur et le récepteur, est fixé à L . De plus, nous supposons que tous les trajets en provenance d'un groupement de réflecteurs l subissent le même retard τ_l , pour $l = 0 \dots L-1$. Chaque groupement de réflecteurs a un angle d'incidence sur le récepteur $\bar{\theta}_l$, une variance angulaire σ_{θ_l} , et une amplitude complexe variable dans le temps c_l ayant une variance σ_l^2 .

La différence majeure entre nos hypothèses et celles faites sur le modèle présenté dans [18], est que les retards des trajets τ_l ne sont plus multiples de la période d'échantillonnage T_s .

Considérons le vecteur $\mathbf{y}_k(n) = [y_k(n)^0 \ y_k(n)^1 \ \dots \ y_k(n)^{n_R-1}]^T$ de taille $n_R \times 1$ contenant les données reçues sur les n_R antennes de réception et appartenant à la $k^{\text{ème}}$ sous- porteuse fréquentielle, ainsi en groupant ensemble les données relatives à toutes les sous- porteuses, $\mathbf{y}(n)$ s'écrit :

$$\mathbf{y}(n) = [\mathbf{y}_0^T(n) \ \mathbf{y}_1^T(n) \ \dots \ \mathbf{y}_k^T(n) \ \dots \ \mathbf{y}_{M-1}^T(n)]^T$$

où $\mathbf{y}_k(n)$ est donné par :

$$\mathbf{y}_k(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \mathbf{x}_k(n - \tau_l)^T + \mathbf{b}_k(n)$$

et \mathbf{H}_l désigne la $l^{\text{ème}}$ matrice aléatoire complexe de taille $n_R \times n_T$ relative au $l^{\text{ème}}$ groupement de réflecteurs, $\mathbf{x}(n)$ présente le vecteur des données transmises de taille $n_T \times 1$ relatif à la $k^{\text{ème}}$ sous- porteuse. Tout au long de cette première partie, nous supposons que les éléments de \mathbf{H}_l sont des variables aléatoires Gaussiennes complexes circulaires ¹, et que les trajets provenant des différents groupements de réflecteurs sont décorrélés, i.e. :

$$\mathcal{E}[(\text{vec}(\mathbf{H}_l - \mathcal{E}(\mathbf{H}_l)))(\text{vec}^H(\mathbf{H}_{l'} - \mathcal{E}(\mathbf{H}_{l'})))] = \mathbf{0}_{n_R n_T}$$

pour $l \neq l'$, où

$$\text{vec}(\mathbf{H}_l) = \begin{bmatrix} (\mathbf{h}_l^0)^T & (\mathbf{h}_l^1)^T & \dots & (\mathbf{h}_l^{n_T-1})^T \end{bmatrix}^T$$

sachant que $\mathbf{h}_l^j = [h_l^{0,j} \ h_l^{1,j} \ \dots \ h_l^{n_R-1,j}]^T$ présente la $j^{\text{ème}}$ colonne de la matrice \mathbf{H}_l et $\mathbf{0}_{n_R n_T}$ est la matrice nulle de taille $n_R n_T \times n_R n_T$.

2.3.2 Statistiques des paramètres du modèle du canal

Nous supposons que les composantes de \mathbf{H}_l sont de moyenne nulle pour $l = 0, 1 \dots L-1$, et que la matrice de corrélation $\mathbf{R}_l = \mathcal{E} \left\{ \mathbf{h}_l^j (\mathbf{h}_l^j)^H \right\}$ de taille $n_R \times n_T$ est indépendante de j , c.- à- d. les coefficients de corrélation sont les mêmes pour toutes les antennes de transmission.

L'angle d'incidence sur l'antenne de réception du $l^{\text{ème}}$ trajet est supposé avoir une distribution Gaussienne autour d'un angle moyen d'incidence $\bar{\theta}_l$, i.e. il est donné par : $\theta = \bar{\theta}_l + \hat{\theta}_l$, où $\hat{\theta}_l \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{\theta_l})$. Dans [9], Il a été démontré que la matrice de corrélation des signaux reçus au niveau des antennes de

¹soit $x = a + ib$ est une variable aléatoire complexe, elle est dite Gaussienne circulaire de variance σ^2 lorsque a et b suivent des lois Gaussiennes de moyennes nulles et de même variance $\sigma^2/2$.

réception, lorsque les angles d'incidence sont Gaussiens et possèdent une petite variance angulaire, peut être approximée par :

$$[\mathbf{R}_l]^{m,n} \approx |c_l|^2 e^{-j2\pi|m-n|\Delta\cos(\bar{\theta}_l)} e^{-\frac{1}{2}(2\pi|m-n|\Delta\sin(\bar{\theta}_l)\sigma_{\theta_l})^2} \quad (2.5)$$

En partant de ces hypothèses et après avoir spécifié les statistiques des paramètres du canal, nous expliquons dans le chapitre 3 comment construire un modèle plus réaliste.

2.4 Capacité du canal MIMO/OFDM

En utilisant la modulation OFDM, l'expression de l'information mutuelle par porteuse du système décrit dans (2.4) s'écrit :

$$I(\mathbf{x}, \mathbf{y}/\mathbf{H}) = \frac{1}{M} \log_2 (\det(\mathbf{I}_{Mn_R} + \rho \mathbf{H}\mathbf{H}^H)) \quad (2.6)$$

où $\rho = \frac{P}{Mn_T\sigma_n^2}$. A partir de (2.6), nous remarquons que l'information mutuelle ne dépend que de la matrice du canal.

Les expressions de la capacité déterministe, la capacité ergodique (de Shannon) et la capacité complémentaire se dérivent de celle de l'information mutuelle comme expliqué dans le chapitre 1. Dans le chapitre 3 nous analysons comment ces trois mesures, fournies par la théorie de l'information, sont affectées par le modèle du canal lorsque ce dernier a un profil plus réaliste. Le profil d'un canal est dit réaliste lorsque les retards sont pris égaux à leurs instants d'arrivée réels, contrairement à un profil simplifié dont les retards sont ajustés de façon à ce qu'ils soient des multiples de la période symbole.

2.5 Application des codes espaces-temps aux systèmes MIMO/OFDM

2.5.1 État de l'art sur les codes STF-OFDM

La transmission à travers des canaux sans-fils souffre des atténuations dues aux additions destructives des trajets multiples dans les milieux de propagation. Ces atténuations peuvent varier rapidement dans l'espace et selon les axes temporel et fréquentiel.

À la base, les codes spatio-temporels sont principalement conçus pour les canaux non-sélectifs en fréquence. Cependant, les futurs systèmes sans-fils à large bande transmettent les symboles avec une période plus petite que le retard de propagation du canal, ce qui résulte en un canal sélectif en fréquence [16]. La tendance vers l'utilisation des applications sans-fils à large bande, motive la conception de codes spatio-temporels en présence de canaux à trajets multiples sélectifs en fréquence.

Contrairement aux canaux non-sélectifs en fréquence, la conception de codes spatio-temporels pour les canaux à trajets multiples n'est pas très évidente, car les signaux transmis par plusieurs antennes se mélangent non seulement dans l'espace mais également dans le temps. Dans le but de garder la simplicité de décodage des codes spatio-temporels et en se servant des codes déjà conçus pour les canaux non-sélectifs en fréquence, la majorité des travaux existants ont proposé une approche en deux étapes. D'abord, ils annulent l'effet de l'interférence inter-symboles (IIS) en convertissant les canaux sélectifs en fréquence en des canaux non-sélectifs en fréquence. Puis, ils conçoivent des codeurs spatio-temporels et leurs décodeurs respectifs adaptés aux canaux non-sélectifs en fréquence résultants. Une des approches proposées pour combattre l'interférence inter-symboles consiste à employer un égaliseur MIMO (noté par MIMO-EQ) au niveau du récepteur afin de transformer la réponse impulsionnelle du canal MIMO en une réponse sans interférence [23, 24]. Une autre approche avec une complexité réduite du récepteur consiste à profiter d'une des propriétés de l'OFDM, qui convertit un canal sélectif en fréquence en un ensemble de sous-canaux parallèles non-sélectifs en fréquence.

De nombreux travaux de recherche se sont par la suite focalisés sur la manière d'appliquer des codes spatio-temporels sur les sous-canaux non-sélectifs en fréquence, nous citons [102] qui suppose la connaissance du canal à l'émission, et [4, 63, 97, 57, 7, 59, 12] qui n'exigent aucune connaissance du canal à l'émetteur. Dans la littérature, d'autres codes espace-temps-fréquence (Space-Time-Frequency, STF) appliqués aux systèmes MIMO/OFDM sont étudiés, par exemple : les codes en treillis (généralement notés STTC comme abréviation de *Space-Time Treillis Codes*) [45, 82, 68], les codes à constellations circulantes [112], les codes espace-temps à retard cyclique (cyclic-delay codes) [22]. Dans ce chapitre, nous nous intéressons seulement aux codes STF en bloc, lorsque l'émetteur n'a aucune connaissance du canal.

Dans [7], un code STF en bloc de rendement $3/4$ s'appliquant à 3 antennes est proposé. Il a été montré qu'il peut atteindre un ordre de diversité de $3 n_R$, où n_R est le nombre d'antennes de réception. Puis dans [63, 97, 57, 7], le codage spatio-tempo-fréquentiel est appliqué en parallèle sur toutes les

porteuses, de façon à ce que la diversité fréquentielle ne soit réellement exploitée qu'à travers le codeur convolutif et l'entrelaceur/désentrelaceur. Par conséquent, cette structure, qui se définit à travers l'espace, le temps et les fréquences n'exploite pas directement la spécificité de la modulation OFDM. Cependant, les schémas de codage que nous proposons dans le chapitre 4, sont conçus de façon à remplacer la diversité spatiale par de la diversité fréquentielle.

2.5.2 Comment appliquer les codes STF aux systèmes MIMO/OFDM ?

L'application des schémas de codage spatio- temporels à un système MIMO utilisant la modulation OFDM se fait d'une façon analogue à celle de la modulation OFDM conventionnelle, sauf qu'au lieu d'opérer sur une séquence de longueur M , nous supposons que maintenant nous disposons en parallèle de n_T séquences, chacune de longueur M .

Le schéma en bloc du système STF- MIMO utilisant la modulation OFDM est donné dans la Fig. 2.6. Comme nous l'avons déjà défini dans la Fig. 2.1, la séquence de données passe à travers un codeur convolutif de rendement $1/2$, suivi d'un entrelaceur. Puis la séquence de bits entrelacés est mappée, ensuite les symboles complexes résultants sont transmis au codeur spatio- temporel. Ce dernier prend à son entrée p_s séquences de M symboles chacune et donne à sa sortie $d_s n_T$ séquences de longueur M qui seront transmises sur d_s périodes symboles, ainsi le rendement de codage est donné par $R = p_s/d_s$. Enfin, chaque séquence sera passée au modulateur OFDM de l'antenne qui lui est associée.

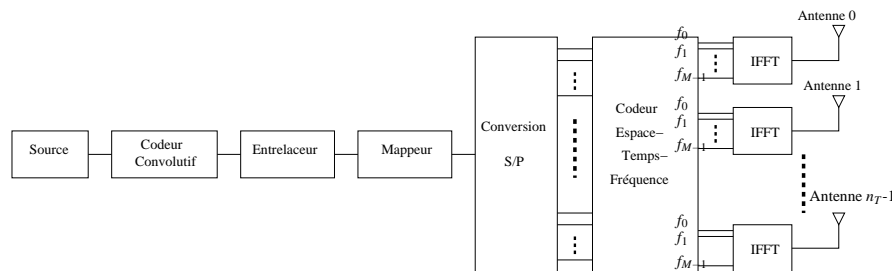


FIG. 2.6 – Modèle du système MIMO/OFDM utilisant un codage spatio- tempo- fréquentiel

Dans ce qui suit, nous présentons les deux schémas de codage spatio- temporel auxquels nous comparons les codes que nous proposons dans le chapitre 4.

TAB. 2.1 – Code d’Alamouti

temps ↓	→	antenne
	$\mathbf{s}(0)$	$\mathbf{s}(1)$
	$-\mathbf{s}^*(1)$	$\mathbf{s}^*(0)$

2.5.3 Code d’Alamouti

Le schéma de codage spatio- temporel le plus simple, est le code d’Alamouti [5], qui s’applique à deux symboles OFDM de longueur M chacun, durant deux périodes symbole, et la transmission s’effectue sur deux antennes. Dans ce cas : $p_s = 2$, $n_T = 2$ et le taux de codage est $R = 1$. L’organisation des symboles au cours du temps et sur les deux antennes est rappelée dans le Tab. 2.1.

2.5.4 Code de Tarokh de rendement 1/2 appliqué à 4 antennes

Dans ce paragraphe, nous présentons un code linéaire complexe et orthogonal faisant parti de la catégorie des codes orthogonaux complexes de rendements inférieurs à 1, initialement proposé dans [98]. Ce code s’applique à 4 antennes et 4 séquences de longueur M et durant 8 temps symboles, ainsi son taux de codage est de 1/2, ce code espace- temps sera appelé par la suite *code de Tarokh de rendement 1/2*. La manière avec laquelle sont codés les symboles est expliquée dans Tab. 2.2.

2.6 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux pré- requis nécessaires à la première partie de la thèse, qui s’intéresse à l’étude des systèmes MIMO dans un contexte de micro- diversité, utilisant la modulation OFDM. Nous avons d’abord présenté la structure du système MIMO/OFDM, suivi d’un bref rappel sur la modulation OFDM. Nous avons ensuite donné le modèle de base du canal MIMO à partir duquel nous construisons notre modèle plus réaliste dans le chapitre 3. Puis, nous avons rappelé l’expression de la capacité d’un système MIMO utilisant la modulation OFDM, déduite du calcul présenté dans le chapitre 1. Enfin, nous avons montré comment appliquer un codage spatio- temporel à un système

TAB. 2.2 – Code orthogonal de Tarokh de rendement 1/2

temps ↓	→ antenne			
	$s(0)$	$s(1)$	$s(2)$	$s(3)$
	$-s(1)$	$s(0)$	$-s(3)$	$s(2)$
	$-s(2)$	$s(3)$	$s(0)$	$-s(1)$
	$-s(3)$	$-s(2)$	$s(1)$	$s(0)$
	$s^*(0)$	$s^*(1)$	$s^*(2)$	$s^*(3)$
	$-s^*(1)$	$s^*(0)$	$-s^*(3)$	$s^*(2)$
	$-s^*(2)$	$s^*(3)$	$s^*(0)$	$-s^*(1)$
	$-s^*(3)$	$-s^*(2)$	$s^*(1)$	$s^*(0)$

MIMO utilisant la modulation OFDM. Comme exemples, nous avons présenté le code d'Alamouti et le code de Tarokh qui sont utilisés comme codes de références dans le chapitre 4.

Capacité du système MIMO/OFDM en considérant le profil réaliste du canal

Ce chapitre donne un bref résumé de nos travaux publiés dans [77], et qui font l'objet d'un article de journal [79] soumis au journal d'IEEE Transaction on Communications.

Nous considérons un système MIMO utilisant la modulation OFDM, noté MIMO/OFDM, avec n_T antennes émettrices et n_R antennes réceptrices, et faisons les hypothèses sur le canal décrites dans le chapitre 2. D'habitude, le profil des retards du canal est simplifié afin de rendre les simulations plus faciles. Cette simplification consiste à ramener les retards des trajets à des multiples de la période d'échantillonnage, en additionnant les amplitudes des trajets reçus au voisinage de ces multiples. Dans ce cas, le modèle du canal obtenu est celui présenté dans [17]. Alors qu'à notre connaissance, l'impact de considérer les vrais retards des trajets sur les caractéristiques du système n'a pas été étudié. Ainsi, nous proposons un modèle de canal plus réaliste prenant en compte le vrai profil des retards des trajets. Ce dernier prend en compte les filtres de mise en forme (toujours présents même en OFDM). Ainsi, deux modèles de canaux sont construits pour les systèmes SISO et MIMO. Puis, les effets de ces nouveaux modèles SISO et MIMO sur les performances du système MIMO/OFDM sont étudiés en termes de capacité. De nouvelles expressions de la capacité sont, par conséquent, déterminées pour les deux systèmes SISO et MIMO, prenant en compte nos nouveaux modèles.

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats les plus importants trouvés pour chacun des deux systèmes SISO et MIMO. Le contexte considéré lors des simulations est celui du standard d'IEEE 802.11a, dont les paramètres sont définis dans le chapitre 2. Concernant le système SISO, nous avons montré que la simplification du profil du canal est sans effet sur la capacité ergodique du système SISO/OFDM. Alors que lorsque nous étudions les performances du système en termes de capacité déterministe ou de

capacité de coupure, nous remarquons que la simplification a un impact sur les performances du système. De ce fait, nous concluons qu'il faudrait prendre la simplification du modèle du canal avec plus de précautions.

Lors de l'étude des performances du système MIMO/OFDM, nous considérons un modèle de canal qui prend en compte les angles de départs, les angles d'arrivée, et la matrice de corrélation. Ainsi, plusieurs scénarios ont été étudiés afin d'avoir une meilleure compréhension des effets de la simplification du profil sur les performances du système. Nous avons effectué des comparaisons en termes de capacité ergodique et de capacité de coupure. Nous avons montré que la capacité ergodique dépend principalement des retards, plus précisément du retard maximal du canal. En effet, nous avons vu qu'avec les deux profils, réel et simplifié, la capacité ergodique sature aux mêmes valeurs, dès que la valeur entière du retard maximal dépasse un certain seuil. Nous avons aussi montré que la capacité ergodique ne dépend pas du nombre de trajets considérés mais plutôt du retard maximal de propagation, en dessous de la saturation. Puis l'étude des effets de la simplification sur la capacité de coupure, a montré que la capacité de coupure est meilleure lorsque le profil réel est pris en compte. De plus, ce gain au niveau de la capacité de coupure est d'autant plus élevé que les variances des angles d'arrivées sont petites.

Pour conclure, nous invitons les ingénieurs systèmes (SISO et MIMO) à prendre avec précaution la simplification du profil des retards des trajets multiples du canal. Cette simplification a d'autant plus d'impact que l'on étudie les performances en termes de capacité de coupure.

Chapitre 3

Capacity of a MIMO-OFDM System over channels with Realistic Delay Profiles

This chapter deals with the capacity behavior of wireless Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)-based spatial multiplexing system when considering realistic channel delay profiles. In both the SISO and the MIMO contexts, we compare the deterministic, ergodic and outage capacities for the channel with realistic profile to the one with simplified profile. We denote by *simplified* the channel profile usually considered in the literature, which is derived from the realistic one by rounding the channel delays to the nearest multiple of the sampling period and adding the path taps power where they contribute to the same delay. The fact of introducing the realistic delay profile necessitates the introduction of the transmit and receive band-limiting filters in the capacity expression. This chapter shows that this can have a somewhat large impact on the capacity evaluations. Indeed, the capacity outage probability for the SISO and MIMO contexts are different whether the channel is realistic or simplified. Thus, such simplifications often used to make the simulations easier should be used with great care.

3.1 Introduction

The current trend in broadband wireless communications is to transmit a signal at a rate that is as close as possible to the theoretical channel capacity, which is a widely used upper-bound of the bit-rate that can be carried over a given transmission channel. This motivates the need for channel capacity

assessments using channel models that are as accurate as possible, reflecting closely the final performance of carefully designed communication systems.

The use of multiple antennas at both ends of the wireless communications link, a technique known as Multiple Input Multiple Output (MIMO) transceiver design, has been shown to have the potential to achieve high bit rates. Telatar [101] and Foschini [39] [38] were the first to investigate capacity calculations for MIMO systems, relying on an i.i.d. Rayleigh channel matrix.

Since the capacity value depends directly on the channel coefficients, other studies in the literature have refined the MIMO channel model taken into account. In [85], a parametric channel model has been presented, where each path is described by an angle of departure, an angle of arrival, a path gain and a path delay. Then, [84] proposed the same parametric wireless channel assuming that the underlying parameters are random variables. Astely, in [9], has derived channel models based on the antenna spatial correlation matrix. These models are parameterized by the physical parameters, such as direction of arrival, spatial frequency, antenna spacing and receiver responses, assuming that local scattering occurs at the transmitter and not at the receiver.

Recently, Bolcskei [18] used for capacity evaluation a more flexible parametric channel model based on the ones built in [85], [84] and [9]. Compared to the models proposed by [85] and [84], where the spatial correlation matrix depends only on the angles of arrival and of departure, the antenna spacing and the fading coefficients, the spatial correlation matrix in Bolcskei's model depends, in addition to the former parameters, on the cluster angular spread. This model was used to study the impact of the angular spreads of the waves arriving at or departing from the antennas, as well as the delay spread on the ergodic capacity.

In his work, the path delays are considered as multiples of the sampling period. Here, we consider the same general assumptions concerning the channel fading statistics and model as in [18]. Then, we make the additional hypothesis of a refined channel delay profile, in which the channel delays are not necessarily proportional to the sampling period. Thus, new expressions of the capacity are found for both the MIMO and SISO contexts taking into consideration the presence of transmit and receive band-limiting filters. Here, we address deterministic capacity, ergodic capacity, calculations of an upper bound on the ergodic capacity as well as outage capacity considerations.

When the delays are synchronized with the sampling period, (the channel which is denoted

as "simplified" in this chapter), our model reduces to the same expressions as given by Bolcskei in [17]. The aim of this chapter is to compare the realistic with the "simplified" results, and to show how the capacity values are affected by this refined model of the channel delays ; as a result, we can evaluate when the "simplification" of channels has an impact on the capacity and needs to be handled with care.

In this chapter, the capacity probability density required for estimating the outage values are estimated using Monte Carlo simulations. Recently Ge in [42] has derived analytical expressions of the MIMO channel capacity density probability for a non-structural Gaussian MIMO channel (the channel entries are i.i.d complex Gaussian distributed) and ray-based structural MIMO channel (i.e. angles of arrival and angles of departure are taken into consideration and are assumed fixed). The same methodology could have been used for our purpose, but the large number of random parameters of the channel does not make this approach very tractable in our context.

In addition, we assume, in our capacity calculations, that we are dealing with an OFDM spatial multiplexing system, since this modulation is more and more widely adopted for broadband wireless communications. In particular, OFDM was already considered in [39, 85, 18]. Here, our simulation results are obtained in the 5GHz context, with system parameters derived from the IEEE802.11a or HIPERLAN/2 WLAN.

This chapter is organized as follows. In section 3.2, we introduce the MIMO system and the MIMO fading channel model taking into account the realistic channel delay profile. In section 3.3, we study the particular case of the SISO system, for which the mutual information expression and the ergodic capacity upper bound are derived. In section 3.4, we derive the expression of the mutual information, and the deterministic capacity and the ergodic capacity for the OFDM-based spatial MIMO system taking into account the new channel model, in the same manner as in the previous section. Finally, in section 3.5, simulation results are provided, supporting the analytical results given in the previous sections.

3.2 System description

This section first emphasises the difference between the realistic and the simplified channel delay profiles. Then, we present the OFDM-based multiplexing system. and introduce the broadband MIMO fading channel model based on a physical description of the propagation environment as given in previous

works [9] [17], with the difference that we consider the realistic channel delay profile instead of the simplified one.

3.2.1 Simplified channel profile vs realistic one

We denote by simplified channel delay profile the fading channel where the tap delays are multiple of the sampling period. In fact, standards such as IEEE 802.11a, or Hiperlan, provide typical channel profiles in terms of delays and variances, the delay values being often estimated from measurements. When running simulations, the precise delay values cannot be used in a digital simulation of the channel without increasing excessively the arithmetic complexity. Thus, a simplified model of the channel is usually derived from the realistic channel by rounding the channel delays to the nearest multiple of the sampling period (chosen so as to allow an easy simulation of the rest of the system), and adding the corresponding path taps powers.

3.2.2 System model

Consider an OFDM-based multiplexing system with n_T transmitting and n_R receiving antennas. The transmitter is formed by n_T similar branches, each branch consisting of an OFDM modulator followed by a digital to analog converter (DAC). The OFDM modulator relies on M sub-carriers. Correspondingly, the receiver is composed of n_R similar branches, each one is composed of an analog to digital converter followed by an OFDM demodulator (see Fig. 3.1). In addition, we assume the use of uniform linear array (ULA), i.e., the array consists of a number of identical sensors located along a line in space with the same separation between any two adjacent elements, denoted by $\Delta = \frac{d}{\lambda}$ where d is the absolute antenna spacing and λ the wavelength. Then, we consider Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel with Rayleigh fast fading.

OFDM modulator consider the MIMO OFDM-based multiplexing system depicted in fig.3.1. The incoming high rate information is split into M sub-carriers with a rate M times smaller. The data is therefore transmitted by blocks of size M on the n_T transmit antennas. Let $\mathbf{s}^j(n) = [s_0^j(n), \dots, s_k^j(n), \dots, s_{M-1}^j(n)]$ be the block OFDM symbol to be transmitted on the j^{th} transmit antenna, where k denotes the sub-carrier index and n denotes the OFDM block symbol number. For convenience, we first give a brief description

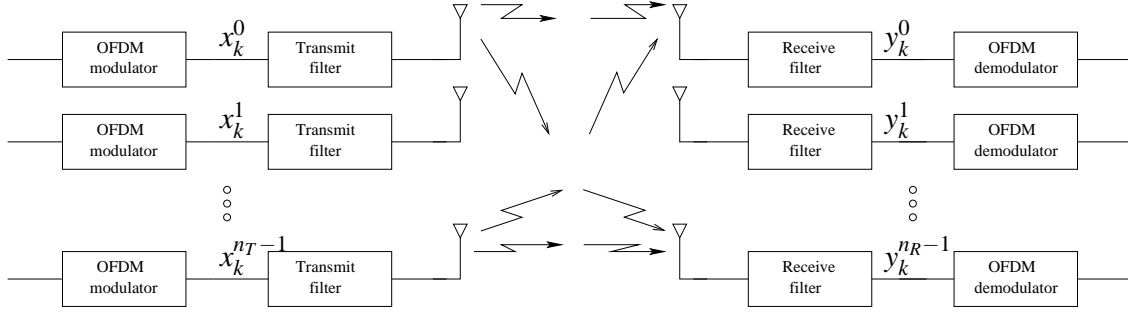


FIG. 3.1 – The MIMO global transmission scheme

of the OFDM modulation in the SISO context, i.e. $n_T = n_R = 1$. This conventional OFDM transceiver is depicted in Fig.3.2. Here, $\mathbf{s}^0(n) = [s_0^0(n), \dots, s_k^0(n), \dots, s_{M-1}^0(n)]$ is the OFDM block to be transmitted on the unique transmit antenna. $\mathbf{s}^0(n)$ is processed by an inverse FFT matrix $\mathbf{F}_M^H = \mathbf{F}_M^{-1}$ to yield the vector $\mathbf{x}^0(n) = [x_0^0(n), \dots, x_k^0(n), \dots, x_{M-1}^0(n)]$. At the output of the IFFT, a guard interval of D samples is inserted at the beginning of each block $[x_{M-D}^0(n), \dots, x_{M-1}^0(n), x_0^0(n), \dots, x_k^0(n), \dots, x_{M-1}^0(n)]$. It consists of a cyclic extension of the time domain OFDM symbol of size larger than the channel impulse response. This so-called cyclic prefix (CP) is appended between each block in order to transform the multipath linear convolution into a circular one. After parallel to serial (P/S) transformation and analog to digital conversion (ADC), the signal is sent through a frequency-selective channel. At the receiver, dual operations are performed. The main property of OFDM modulation is that it turns a frequency-selective MIMO fading channel into a set of parallel frequency flat MIMO fading channel. For more details on the OFDM modulation see [30]. In the following, for the sake of simplicity, the process of adding the CP is not presented when deriving the equations. Only its impact on the channel matrix will be seen, which turns to a cyclic matrix when using the CP.

3.2.3 Broadband MIMO multipath channel model

This paragraph summarizes the initial assumptions on the channel model structure, that were initially presented in [18]. We assume that there are L significant scatterer clusters and that each of the paths contributing to the same scatterer cluster experiences the same delay, i.e., τ_l the delay for all the paths originating from the l^{th} cluster, $l = 0 \dots L-1$. Moreover, each scatterer cluster has a mean angle of arrival at the receiver $\bar{\theta}_l$, an angular spread σ_{θ_l} , and a time-varying complex path amplitude c_l with variance σ_l^2 . This chapter makes the same assumptions as recalled above, but does not require that the path delays

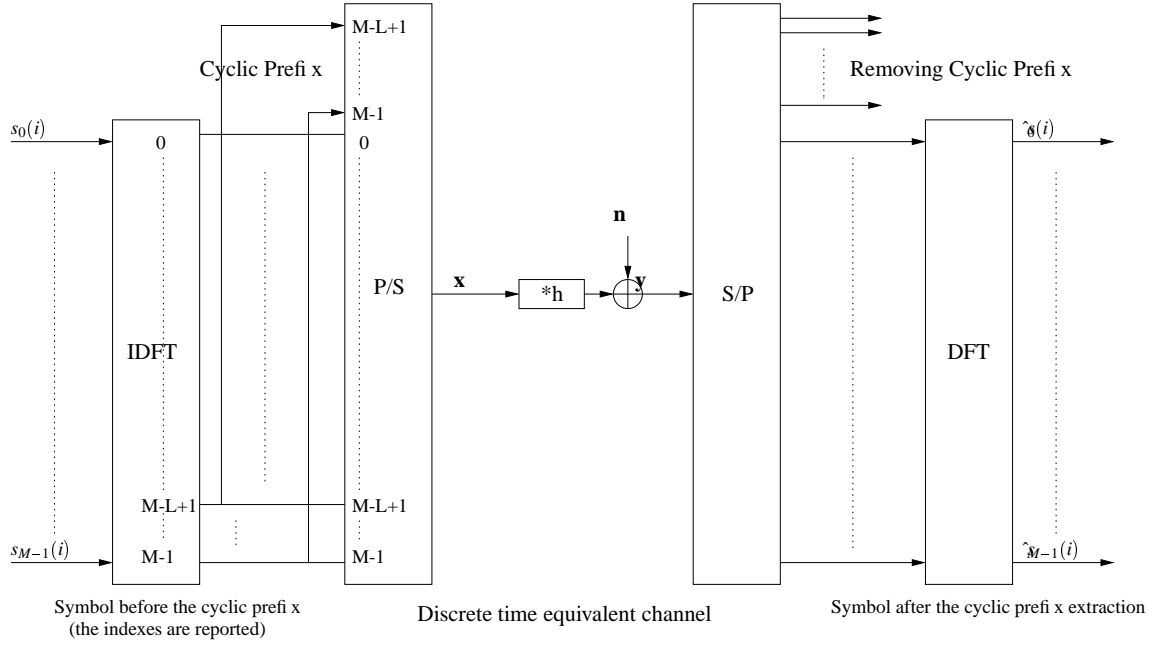


FIG. 3.2 – The simplified transmission scheme with an OFDM modulation

τ_l are multiple of the sampling period T_s , as implicitly assumed in [18]. Hence, the multi-path channel is described by its impulse response $h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l(t)w(t - \tau_l)$, where $w(t)$ is the convolution of the pulse shaping transmit filter by the adapted receive filter. We assume below that this combination of the pulse shaping filter and the adapted receive filter constitute an ideal filter, i.e. $w(t) = \text{sinc}(t)$. Then, assuming a complex baseband sampling with period T_s , the channel impulse response samples writes $h(m) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l(m)w_l(m)$, where $w_l(m) = w(m - \tau_l)$, m is the normalized time index. The normalized time duration to which the channel impulse response is truncated is denoted as T_d . Note that, with this model, the finite length property of the equivalent discrete time channel is only an approximation.

We now turn to the general MIMO situation. Consider $\mathbf{y}(t) = [y^0(t) \ y^1(t) \ \dots \ y^{n_R-1}(t)]^T$ the $n_R \times 1$ received signal vector and $\mathbf{x}(t) = [x^0(t) \ x^1(t) \ \dots \ x^{n_T-1}(t)]^T$ is the $n_T \times 1$ transmitted signal vector, the spatio-temporel channel reads

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \mathbf{x}(t - \tau_l) + \mathbf{b}(t) \quad (3.1)$$

where \mathbf{H}_l denotes the l^{th} $n_R \times n_T$ complex-valued random matrix of the stochastic channel impulse response, and $\mathbf{b}(t)$ is the $n_R \times 1$ additive white Gaussian noise vector with zero mean and variance N . Throughout this chapter, we assume that the elements of \mathbf{H}_l are circularly symmetric complex Gaussian

random variables with zero mean, and that the scatterer clusters are uncorrelated i.e.

$$\mathbb{E}[(\text{vec}(\mathbf{H}_l - E(\mathbf{H}_l)))(\text{vec}^H(\mathbf{H}_{l'} - E(\mathbf{H}_{l'})))] = \mathbf{0}_{n_R n_T} \text{ for } l \neq l'$$

where $\text{vec}(\mathbf{H}_l) = \begin{bmatrix} (\mathbf{h}_l^0)^T & (\mathbf{h}_l^1)^T & \dots & (\mathbf{h}_l^{n_T-1})^T \end{bmatrix}^T$, $\mathbf{h}_l^j = [h_l^{0,j} \ h_l^{1,j} \ \dots \ h_l^{n_R-1,j}]^T$ denotes the j^{th} column of the matrix \mathbf{H}_l , and $\mathbf{0}_{n_R n_T}$ is the all zero matrix of size $n_R n_T \times n_R n_T$. Then, we assume that correlation matrix $\mathbf{R}_l = \mathbb{E}\{\mathbf{h}_l^j (\mathbf{h}_l^j)^H\}$ is independent of j , i.e. the correlation coefficients are the same for all transmit antennas. Furthermore, we assume that the l^{th} path angle of arrival at the receiver have a Gaussian distribution around the mean angle of arrival $\bar{\theta}_l$, i.e. it is given by: $\theta = \bar{\theta}_l + \hat{\theta}_l$, where $\hat{\theta}_l \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{\theta_l})$. It has been shown in [9] that the correlation matrix between receiver antennas elements, when the angle of arrival at the receiver is Gaussian distributed and for small angular spread, can be approximated by :

$$[\mathbf{R}_l]^{i,j} \approx |c_l|^2 e^{-j2\pi|i-j|\Delta\cos(\bar{\theta}_l)} e^{-\frac{1}{2}(2\pi|i-j|\Delta\sin(\bar{\theta}_l)\sigma_{\theta_l})^2}$$

3.3 The SISO context

This section, investigates the transmission system where each of the transmitter and the receiver is equipped with a single antenna, i.e. $n_T = n_R = 1$. In the following, we first derive the channel matrix expression when the realistic channel delay profile is taken into consideration. Then, we give the mutual information expression and the ergodic capacity upper bound.

3.3.1 Channel matrix

When using the OFDM modulation, the equivalent channel matrix turns out to be circular, thus fully determined by the vertically circulating vector $[h(0), h(1), \dots, h(T_d - 1)]^T$. It is given by

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h(0) & 0 & \dots & h(T_d - 1) & \dots & h(1) \\ \vdots & h(0) & \ddots & & \ddots & \vdots \\ h(T_d - 1) & & \ddots & \ddots & & h(T_d - 1) \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h(T_d - 1) & \dots & h(0) \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

where $h(m) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l(m) w_l(m) = \mathbf{c}^T \mathbf{w}(m)$, where $\mathbf{c} = [c_0 \ c_1 \ \dots \ c_{L-1}]^T$ and

$$\mathbf{w}(m) = [w_0(m) \ w_1(m) \ \dots \ w_L(m) \ \dots \ w_{L-1}(m)]^T$$

Hence, (3.2) reads

$$\mathbf{H} = \mathbf{A}\mathbf{W} \quad (3.3)$$

where \mathbf{A} depends on the channel fading coefficients, and \mathbf{W} depends on the path delays as follows

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{c}^T & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{c}^T & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{0} & \dots & & \mathbf{c}^T \end{pmatrix} \text{ and } \mathbf{W} = \begin{pmatrix} \mathbf{w}(0) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{w}(T_d-1) & \dots & \mathbf{w}(1) \\ \vdots & \mathbf{w}(0) & \mathbf{0} & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{w}(T_d-1) & & \ddots & \ddots & & \mathbf{w}(T_d-1) \\ \mathbf{0} & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{w}(T_d-1) & \dots & \mathbf{w}(0) \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Thus, we have decomposed the channel impulse response matrix into the product of matrix \mathbf{A} by the matrix \mathbf{W} , depending respectively on the channel fading coefficients and on the path delays. The mutual information between the input and the output of the channel can now be obtained in order to study the system performance.

3.3.2 The mutual information

The mutual information formula writes [31]

$$I = \frac{1}{M} \log_2 (\det (\mathbf{I}_M + \rho \mathbf{H} \mathbf{H}^H)) \quad (3.5)$$

where $\rho = \frac{P}{MN}$, and P denotes the power assigned to the transmission of an OFDM block symbol. Then, using the channel matrix decomposition and the property $\det(\mathbf{I} + \mathbf{C}\mathbf{D}) = \det(\mathbf{I} + \mathbf{D}\mathbf{C})$, (3.5) simplifies to

$$I = \frac{1}{M} \log_2 (\det (\mathbf{I}_{ML} + \rho \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{A}^H \mathbf{A})) \quad (3.6)$$

where $\mathbf{W} \mathbf{W}^H$ is an $L \times L$ block circular matrix defined by the vertically circulating block vector $\mathbf{K} = [\mathbf{K}_0 \ \dots \ \mathbf{K}_k \ \dots \ \mathbf{K}_{M-1}]$, where \mathbf{K}_k is given by :

$$\mathbf{K}_k = \begin{cases} \sum_{m=k}^{T_d-k-1} \mathbf{w}(m+k) \mathbf{w}(m)^H & \text{if } k \leq T_d-1 \\ \mathbf{0}_{L \times L} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.7)$$

Furthermore, the block circular matrix $\mathbf{W}\mathbf{W}^H$ is block diagonalized by post-multiplying it with a $ML \times ML$ block diagonal inverse DFT matrix and premultiplying by a $ML \times ML$ block diagonal DFT matrix : $\mathbf{U} = (\mathbf{F}_M \otimes \mathbf{I}_L) \mathbf{W}\mathbf{W}^H (\mathbf{F}_M^* \otimes \mathbf{I}_L) = \text{diag}\{\mathbf{U}_k\}_{k=0}^{M-1}$, where \mathbf{F}_M denotes the M-point DFT matrix with elements $(\frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j\frac{2\pi km}{M}})$, and $\mathbf{U}_k = \sum_{i=0}^{M-1} \mathbf{K}_i \exp -j\frac{2\pi ki}{M}$ for $k = 0 \dots M-1$.

Since the block DFT matrix $(\mathbf{F}_M \otimes \mathbf{I}_L)$ is orthogonal, the mutual information reduces to :

$$I = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \log_2 (\det (\mathbf{I}_L + \rho \mathbf{U}_k \mathbf{c}^* \mathbf{c}^T))$$

We deduce from (3.8) that the diversity order of the system d depends on the ranges of the $L \times L$ matrices \mathbf{U}_k , for $k = 0, \dots, M-1$ as follows : $d = \sum_{k=0}^{M-1} \text{range}(\mathbf{U}_k)$. Clearly, also, the range of \mathbf{U}_k depends on the real channel path delays. The question, now, concerns the values obtained for the capacity when one replaces the true delays by the "approximate" (i.e. synchronized with the sampling period) ones. In the following, we derive the deterministic capacity and the capacity upper-bound expressions which will be used in section 3.5 in order to study how the real path delays impact the system performance.

3.3.3 Capacity upper-bound

In the following, we derive bounds on expected capacity, which is used to conveniently check the influence of system parameters on ergodic capacity without performing Monte Carlo simulations. Computing the expectation of (3.8) and the concavity of the log det function, AN ergodic capacity upper-bound is given by :

$$E(C) \leq \frac{1}{M} \sum_{k=0}^M \log_2 (\det (\mathbf{I}_L + \rho \mathbf{Y}_k \Psi)) \quad (3.8)$$

where Ψ is the $L \times L$ matrix given by :

$$\Psi = \mathcal{E}\{\mathbf{c}^* \mathbf{c}^T\} = \text{diag}\{\sigma_l^2\}_{l=0}^{L-1} \quad (3.9)$$

The ergodic capacity is upper-bounded by the sum of M sub-channel capacities and each sub-channel capacity have a maximum diversity order of L . Thus, the maximum possible diversity order is ML .

3.4 The MIMO context

We proceed in the same way as in the SISO context : we first derive the expression of the channel matrix when considering realistic channel profiles. Then, we compute the mutual information and the

capacity upper-bound expressions.

3.4.1 Channel matrix

Let $\mathbf{H}^{i,j}$ be the time domain channel response matrix relating the j^{th} transmit antenna to the i^{th} receive antenna for the transmission of one OFDM symbol, then let $\mathbf{y}^i(n) = [y_0^i(n) \dots y_k^i(n) \dots y_{M-1}^i(n)]^T$, $\mathbf{x}^j(n) = [x_0^j(n) \dots x_k^j(n) \dots x_{M-1}^j(n)]^T$ and $\mathbf{b}^i(n) = [b_0^i(n) \dots b_k^i(n) \dots b_{M-1}^i(n)]^T$ be the signal vector received on the i^{th} antenna, the signal vector transmitted on the j^{th} antenna, and the additive Gaussian noise vector introduced by the i^{th} receive antenna, respectively. The transmission system equation can be formalized as follows

$$\begin{pmatrix} \mathbf{y}^0(n) \\ \vdots \\ \mathbf{y}^{n_R-1}(n) \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{H}^{0,0} & \dots & \mathbf{H}^{0,n_T-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}^{n_R-1,0} & \dots & \mathbf{H}^{n_R-1,n_T-1} \end{pmatrix}}_{=\mathbf{H}} \begin{pmatrix} \mathbf{x}^0(n) \\ \vdots \\ \mathbf{x}^{n_R-1}(n) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{b}^0(n) \\ \vdots \\ \mathbf{b}^{n_R-1}(n) \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Assume that the channel is static during a frame transmission, and that the CP length is appropriately chosen to avoid the inter-symbol interference. Under these assumptions, the $M \times M$ matrix $\mathbf{H}^{i,j}$ is circular, with the circulating vector $[h^{i,j}(0), h^{i,j}(1) \dots h^{i,j}(T_d - 1), 0, \dots, 0]$, where $h^{i,j}(m) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l^{i,j} w_l(m)$ denotes the sample found after down-sampling the channel impulse response. Hence, $\mathbf{H}^{i,j}$ simplifies to $\mathbf{H}^{i,j} = \sum_{l=0}^{L-1} c_l^{i,j} \mathbf{W}_l$, where \mathbf{W}_l writes

$$\mathbf{W}_l = \begin{pmatrix} w_l(0) & 0 & \dots & w_l(T_d - 1) & \dots & w_l(1) \\ \vdots & w_l(0) & \ddots & & \ddots & \vdots \\ w_l(T_d - 1) & & \ddots & \ddots & & w_l(T_d - 1) \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & w_l(T_d - 1) & \dots & w_l(0) \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Then, the $Mn_R \times Mn_T$ channel matrix \mathbf{H} can be written, using the Kronecker product, as $\mathbf{H} = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{A}_l \otimes \mathbf{W}_l$, where

$$\mathbf{A}_l = \begin{pmatrix} c_l^{0,0} & \dots & c_l^{0,n_T-1} \\ \vdots & & \vdots \\ c_l^{n_R-1,0} & \dots & c_l^{n_R-1,n_T-1} \end{pmatrix}$$

Thus, just like in the SISO context, the channel matrix can be decomposed into the Kronecker product of a matrix depending on the channel path delays by a matrix depending on the channel fading coefficients.

Further, assume that no local scattering occurs at the receiver, and that the transmitter is obstructed with many scatterers. Under this assumption, the fading is spatially correlated at the receiver and not correlated at the transmitter. In the same context, it has been shown in [18], that the channel fading matrix \mathbf{A}_l can be decomposed into : $\mathbf{A}_l = \mathbf{R}_l^{1/2} \mathbf{H}_{w,l}$, where $\mathbf{H}_{w,l}$ has i.i.d. circularly symmetric complex Gaussian entries with a zero mean and a variance 1.

3.4.2 The mutual information

The mutual information writes

$$I = \frac{1}{M} \log_2 (\det (\mathbf{I}_{Mn_R} + \rho \mathbf{H} \mathbf{H}^H)) \quad (3.12)$$

Apply the block DFT to matrix \mathbf{H} , for obtaining the quantity $\mathbf{G} = (\mathbf{I}_{n_R} \otimes \mathbf{F}_M) \mathbf{H} (\mathbf{I}_{n_T} \otimes \mathbf{F}_M^*)$. When using the following Kronecker property [19] : $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})(\mathbf{C} \otimes \mathbf{D}) = (\mathbf{A}\mathbf{C}) \otimes (\mathbf{B}\mathbf{D})$, \mathbf{G} writes as $\mathbf{G} = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{A}_l \otimes (\mathbf{F}_M \mathbf{W}_l \mathbf{F}_M^*)$. ThUS, since \mathbf{W}_l is circular, it is diagonalized by being post-multiplied with \mathbf{F}_M^* and premultiplied by \mathbf{F}_M as follows : $\mathbf{F}_M \mathbf{S}_l \mathbf{F}_M^* = \text{diag} \{ \sum_{m=0}^{T_d-1} w_l(m) e^{-j \frac{2\pi k m}{M}} \}_{k=0}^{M-1}$. Furthermore, we group the matrix elements related to the same sub-carrier together, BY pre-multiplying the channel matrix \mathbf{G} by a permutation matrix \mathbf{P}_R and post-multiplying it by a similar permutation matrix \mathbf{P}_T . This results in the permuted channel matrix given by : $\tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{P}_R \mathbf{G} \mathbf{P}_T = \text{diag} \{ \mathbf{G}(e^{j \frac{2\pi k}{M}}) \}_{k=0}^{M-1}$, where $\mathbf{G}(e^{j \frac{2\pi k}{M}}) = \sum_{m=0}^{T_d-1} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{w,l} w_l(m) e^{-j \frac{2\pi m k}{M}}$.

It can easily be checked that, if we consider a simplified channel profile, where the delays are multiple of the sampling period, we have $w_l(m) = 1$ for $m = l$ and null for $m \neq l$, in this case, $\tilde{\mathbf{G}}(e^{j \frac{2\pi k}{M}})$ simplifies to the expression given by Bolcskei : $\tilde{\mathbf{G}}(e^{j \frac{2\pi k}{M}}) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{w,l} e^{-j \frac{2\pi k l}{M}}$. Finally, the mutual information is expressed as follows :

$$I = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{n_R} + \rho \tilde{\mathbf{G}}(e^{j \frac{2\pi k}{M}}) \tilde{\mathbf{G}}(e^{j \frac{2\pi k}{M}})^H \right) \right) \quad (3.13)$$

Comparing the expression of \mathbf{G} when considering the realistic channel delay profile to the one given by Bolcskei, we note that we have an additional summation on the filtered delays $w_l(m)$. This additional summation on the delays could make the capacity diversity order higher when the realistic channel profile is used than when the simplified ones is considered.

3.4.3 Capacity upper-bound

Considering the channel matrix decomposition given in 3.4.1, the ergodic capacity upper-bound is given by

$$E(C) \leq \frac{1}{M} \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{Mn_R} + \rho n_T \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{R}_l \otimes (\mathbf{W}_l \mathbf{W}_l^H) \right) \right) \quad (3.14)$$

3.5 Simulations

During propagation studies, channel delay profiles are analyzed on a bandwidth far larger than the one of the system to be designed (typically 5 times). In consequence, channel models usually define the channel taps delays with a resolution that is far greater than the symbol rate of the system at hand. Thus, the simulations of the system can either be performed using a large oversampling factor or using some simplification assumptions on the channel model itself. The latter enables to reduce the computational cost of the simulation procedure ; however, this modification of the channel model used has obviously an impact on the channel capacity, impact that we intend to evaluate here. In order to illustrate the performance of our approach, simulations have been performed in the IEEE802.11a [1] or HIPERLAN/2 [29] wireless LAN context : the number of tones in the OFDM system is $M = 64$, the wireless system is operating in the 5GHz band, has a bandwidth of 20MHz, and the CP length is 16.

In this chapter, most of the simulations are carried out using BRAN A indoor realistic channel profile [29], given by its 18-path temporal response which couple of points (delay,power) are : $\{(0,0.0) ; (0.2, -0.9) ; (0.4, -1.7) ; (0.6, -2.6) ; (0.8, -3.5) ; (1, -4.3) ; (1.2, -5.2) ; (1.4, -6.1) ; (1.6, -6.9) ; (1.8, -7.8) ; (2.2, -4.7) ; (2.8, -7.3) ; (3.4, -9.9) ; (4, -12.5) ; (4.8, -13.7) ; (5.8, -18.0) ; (6.8, -22.4) ; (7.8, -26.7)\}$, where the delay values are normalized with respect to the sampling period $T_s = 50$ ns, and the powers are given in dB. The simplified channel profile, derived from BRAN A realistic channel profile, is given by : $\{(0,3.96) ; (1,2.82) ; (2, -1.49) ; (3, -5.39) ; (4, -12.50) ; (5, -13.70) ; (6, -18.00) ; (7, -22.40) ; (8, -26.70)\}$. The derivation is done as explained in section 3.2.1. Some of the simulations below compare the corresponding capacities, thus intending to obtain evaluations in a realistic context. However, in order to better understand the situation, artificial situations are also considered.

3.5.1 SISO context

First consider the deterministic capacity. Simulations evaluating the ergodic capacity and the outage capacity are undertaken in the following.

Effects of the delay spread on the deterministic capacity

consider a channel with two paths ; the first arrives at the receive antenna with a delay spread zero, and the second arrives with a normalized delay spread τ varying in $[0, 4T_s]$. The two paths are assumed to have the same power σ^2 . The capacity is expressed as :

$$C = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_L + \gamma (1 + \text{sinc}(\frac{\pi\tau}{T_s})) \mathbf{U}_k \mathbf{c}^* \mathbf{c}^T \right) \right) \quad (3.15)$$

where $\gamma = \frac{2\sigma^2 M}{N \text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H \mathbf{\Psi})}$. Fig. 3.3 plots the variation of the capacity versus the delay spread, for an SNR=10 dB. As we can see, the capacity is varying as a *sinc* function around the horizontal line found for the normalized delay of 1, i.e. $C(1) = 3$ bps/Hz. Hence, we can deduce that the realistic delay profile has an impact on the SISO system deterministic capacity, and this impact is proportional to the variation of $\text{sinc}(\tau)$.

Ergodic capacity and ergodic capacity upper bound

Fig. 3.4 computes the ergodic capacity and the ergodic capacity upper bound for both the 12-path BRAN A realistic channel and 4-path simplified BRAN A channel, for a fixed number of independent channel realizations of 5000. We note that the realistic and the simplified channel have the same ergodic capacities and ergodic capacities upper-bounds. Thus, the realistic channel delay profile has no impact on the ergodic capacity nor on the ergodic capacity upper-bound.

Outage capacity

Even if the ergodic capacities are similar, it may happen that the capacities have different statistics. Hence, it makes sense to have a look to their outage capacities, which are computed from the capacity densities. So in the following, the capacity probability is the performance measure used. Fig. 3.5 plots

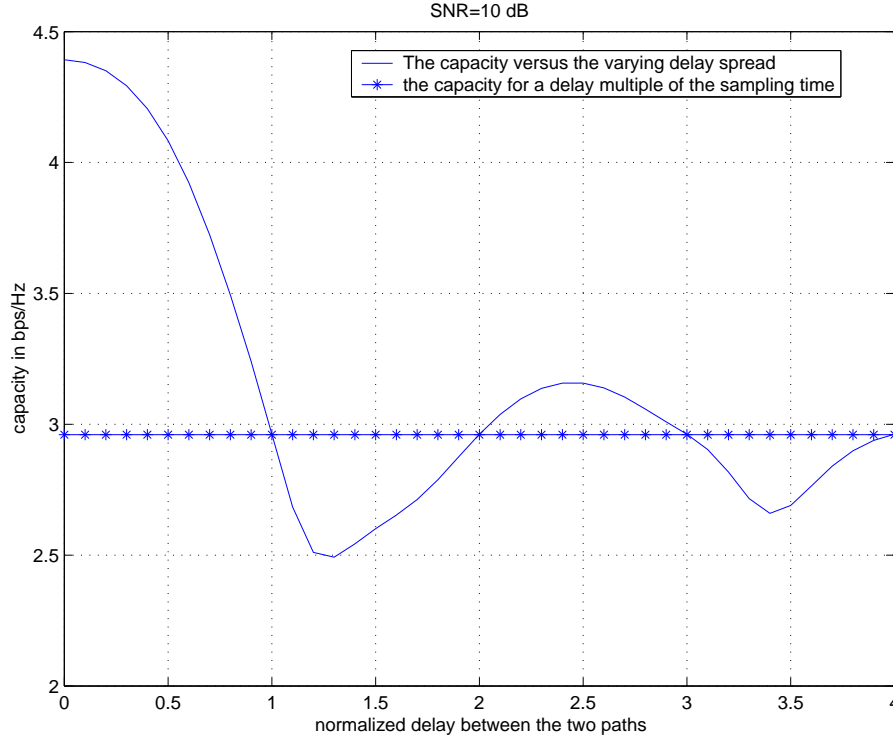


FIG. 3.3 – SISO context : evolution of the ergodic capacity versus the delay spread θ for a channel consisting of 2 paths the first arrives at $0T_s$ and the second arrives at θ varying in $[0, 4T_s]$

the outage capacity of the 7-path truncated BRAN A channel profile, and its simplified 2-path channel profile, for SNR=10 dB. The two curves are clearly different. It is observed that the outage capacity of the realistic channel when computed at 5%, gives a gain of 0.2 bps/Hz over the simplified one.

To conclude this section, we have shown that in the SISO context the deterministic capacity and the outage capacity are affected by the realistic channel profile. This realistic delay profile provide the same ergodic capacity as the simplified one, but the histogram of the deterministic capacities obtained for random values following the accurate model show a better outage capacity for the realistic model.

3.5.2 MIMO context

In this section, we investigate the impact of the use of the realistic channel profile on the ergodic and outage capacities in comparison with the cases where the simplified channel profiles are used. In the following, we consider a 4×4 MIMO system, i.e. $n_T = n_R = 4$, and we set the relative antenna spacing to $\Delta = 0.5$. Then, 1000 independent runs are performed in each simulation example, and we assume that all

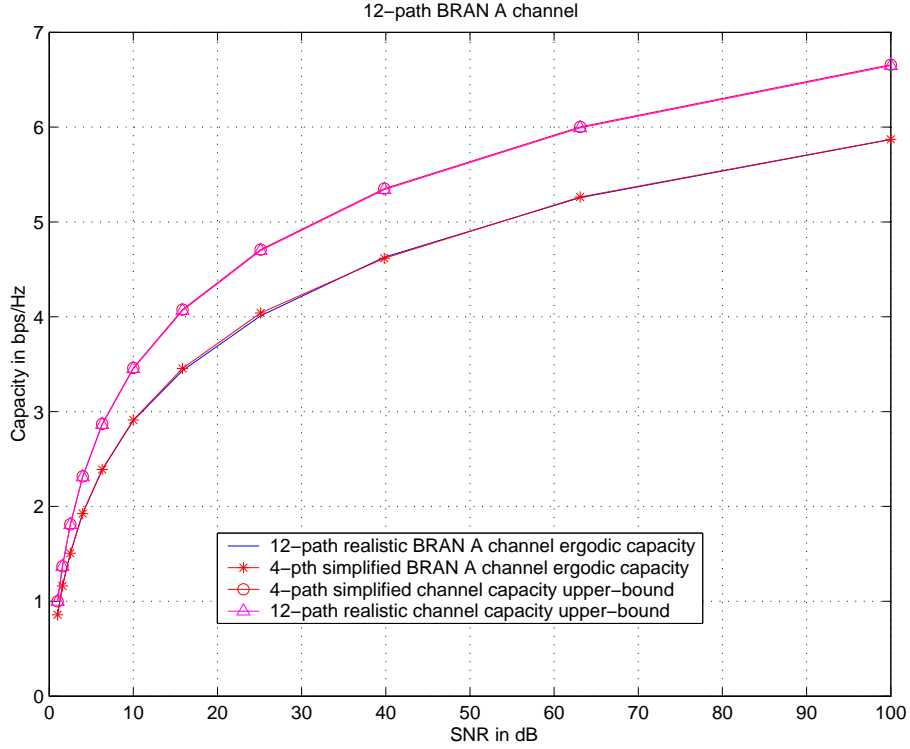


FIG. 3.4 – SISO context : ergodic capacities and capacity upper-bounds versus the SNR, for the 12-path realistic BRAN A channel and the 4-path simplified BRAN A channel

the angles of arrival θ_l have uniform distributions around $\bar{\theta}_l = \pi/2$ and a variance σ_{θ_l} . Furthermore, the angular spread S are assumed identical for all paths, i.e., $\sigma_{\theta_l} = \sigma_{\theta}$, for $l = 0, \dots, L-1$. Unless specified, σ_{θ} is set to 0, and the angles are generated once for all the channel realizations. In order to make a fair comparison, we normalize the energy in the channel by setting : $\text{tr}\{\sum_{l=0}^{L-1}(\sum_{m=0}^{T_d-1}|w_l(m)|^2)\mathbf{R}_l^{\frac{1}{2}}\mathbf{R}_l^{\frac{H}{2}}\} = 1$, and the SNR satisfies : $\text{SNR} = \rho n_T$.

Ergodic capacity saturation

Fig. 3.6 plots the variation of the ergodic capacity versus the SNR when increasing the number of paths from 1 to 9, all paths having the same power -3.1699 dB and the delays are given by : $\{0; 1.2; 2.4; 3.2; 3.8; 4.6; 6.2; 7.4; 8.4\}$. We observe that the ergodic capacity saturates when $\tau_l \geq 4.6$. When we take the integer value of 4.6, 4 which corresponds to the minimum of $\{n_T, n_R, L\}$, as it has been shown in [39]. Thus, we deduce that, the ergodic capacity when considering the realistic channel profile saturates in a similar way as when considering the simplified channel profile.

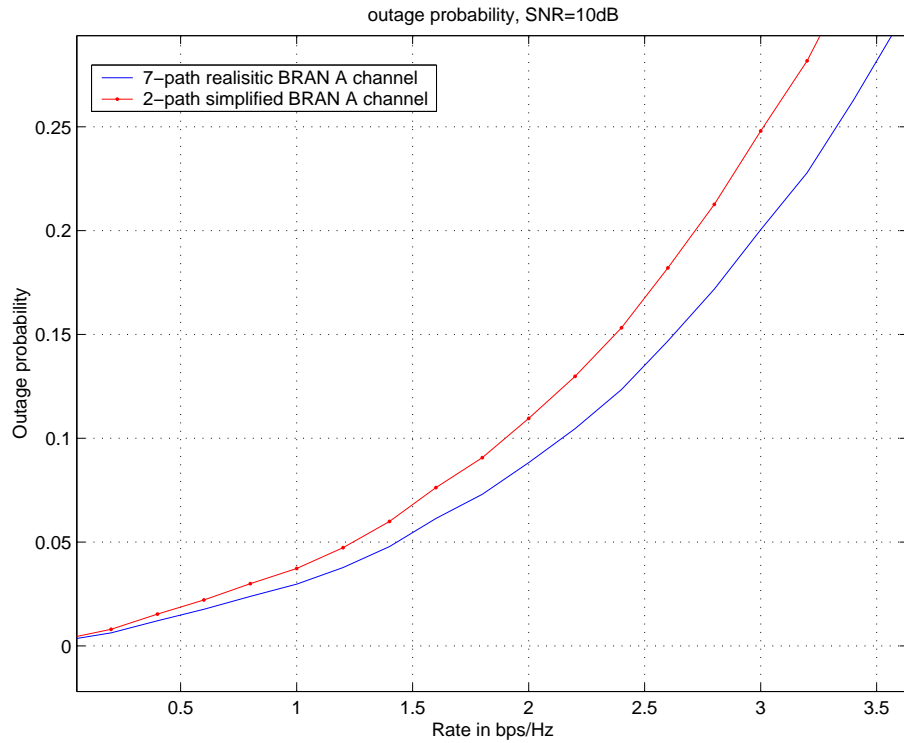


FIG. 3.5 – SISO context : outage capacity of the 7-path truncated BRAN-A channel profile and its 2-path simplified profile, for SNR= 10 dB

Impact of the paths number on the ergodic capacity

We compare the ergodic capacities of three channel profiles having the same maximum delay of 3.2, but different number of equi-potential paths $\{5, 6, 7\}$. The 5-path channel profile presents the delays : 0.0, 0.6, 1.2, 2.4 and 3.2. Then, in the 6-path channel profile, the paths arrive at the receiver respectively with the following delays : 0.0, 1.2, 1.7, 2.4, 2.8 and 3.2. And the 7-path channel delays are : 0.0, 0.6, 1.2, 1.7, 2.4, 2.8 and 3.2. From Fig. 3.7, we remark that the three channel profiles have the same ergodic capacity. Hence, we deduce that the system diversity only depends on the profile maximum delay spread and not on the paths number. Note that this simulation is done for a delay spread of $3.2 T_s \leq 4$, i.e. the ergodic capacity does not reach saturation.

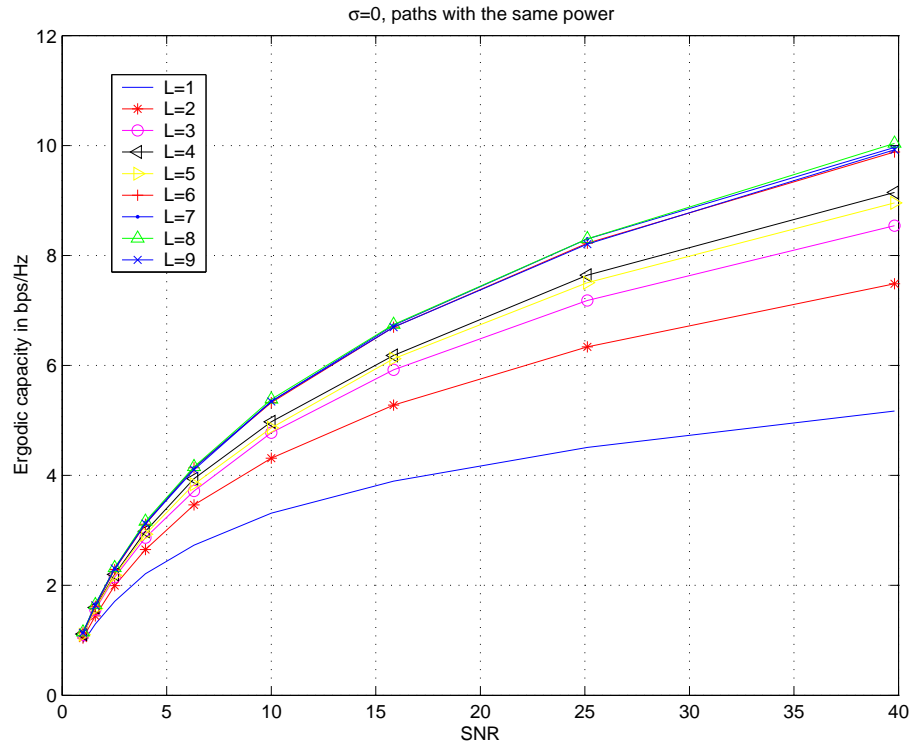


FIG. 3.6 – MIMO context : the evolution of the capacity versus the SNR with respect to the delay spread for the virtual channel model with equi repartition of the paths power, and where the delays are given by $\{0; 1.2; 2.4; 3.2; 3.8; 4.6; 6.2; 7.4; 8.4\}$

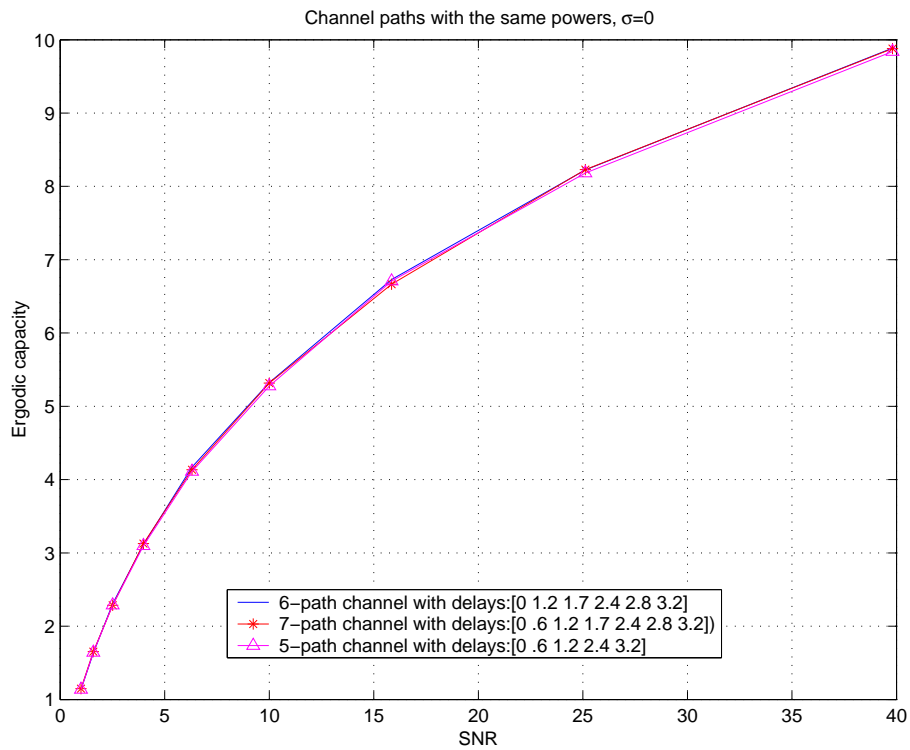


FIG. 3.7 – MIMO context : three channels with the same maximum delays and consisting of different number of paths having the same powers

Ergodic capacity and ergodic capacity upper-bound

Fig. 3.8 plots the ergodic capacity and the capacity upper-bound for the 6-path sub-sampled BRAN A channel and its 3-path simplified channel. Here again, the simulation is undertaken for a delay spread lower than 4 hence the capacity saturation is not reached. In this context, we note that the realistic channel capacity is higher than the simplified channel one. Indeed, the realistic channel capacity saturates with a gain of 1 dB over the simplified channel one, for an ergodic capacity of 6 bps/Hz. Consequently, this increase in the ergodic capacity can also be seen in the ergodic capacity upper-bound variation. Indeed, the realistic channel profile has an ergodic capacity upper-bound higher than the simplified channel profile one. Thus, both the ergodic capacity and the ergodic capacity upper-bound are increased when taking into account the realistic channel delay profile, when saturation is not reached.

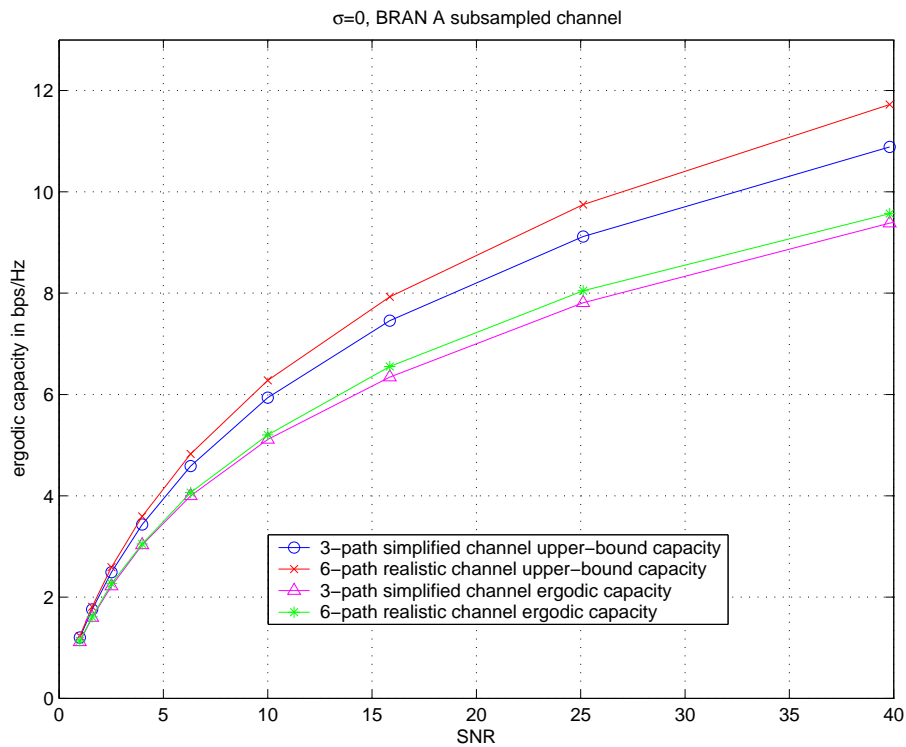


FIG. 3.8 – MIMO context : comparison between the ergodic capacity and the upper-bound capacity for the 6-path sub-sampled realistic BRAN A channel and the 3-path sub-sampled simplified BRAN A channel

Outage capacity

In the sequel, two scenarios are simulated to compare the realistic channel profile outage capacity to the simplified one for a delay spread lower than 4, i.e. the ergodic capacity does not saturate. In the first, the incident angular spread variance σ_θ is fixed to 0, however in the second $\sigma_\theta = 0.25$.

Fig. 3.9 plots the outage capacity for a 6-path realistic channel profile and its 2-path simplified channel profile for $\sigma_\theta = 0$. The outage capacity computed at 5 % is equal to 4.25 bps/Hz for the realistic channel profile, whereas it is equal to 3.1 bps/Hz for the simplified channel profile. Thus, taking into account the realistic channel profile provides a gain of about 1.15 bps/Hz over the case where the simplified channel profile is considered. Furthermore, when looking to their probability densities, plotted in Fig. 3.10, we note that they are different. Indeed, the simplified channel capacity density has a larger variance than the realistic one. Thus, the realistic channel profile can attain much higher capacities than the simplified one. Hence, the realistic channel profile contains more diversity than the simplified channel profile, when the capacity saturation is not reached.

Then, Fig. 3.11 plots the outage capacity for a 6-path realistic channel profile and the corresponding 2-path simplified channel profile for $\sigma_\theta = 0.25$. The gain of the realistic channel profile outage capacity over the simplified channel one is about 0.5 bps/Hz, which is smaller than when $\sigma_\theta = 0$. Thus, we deduce that when the arrival angle variance increases, the difference between the realistic profile outage capacity and the simplified channel one diminishes.

3.6 Conclusion

Motivated by studying the impact of simplifying the channel profile on the capacity computation, we derived the expressions of the ergodic capacity and the capacity upper bound for the OFDM-based system, in both the SISO and the MIMO contexts, when the realistic channel profile is considered. These expressions are based on the broad-band fading channel model taking into consideration the correlation matrix at the receiver depending on the incident angles and the antenna spacing. We have shown that in the SISO context, both the deterministic and the outage capacities are affected by the channel profile simplification and that the realistic channel outage capacity is higher than the simplified channel one. In the MIMO context, we have shown that the fact of considering the realistic channel profile gives better

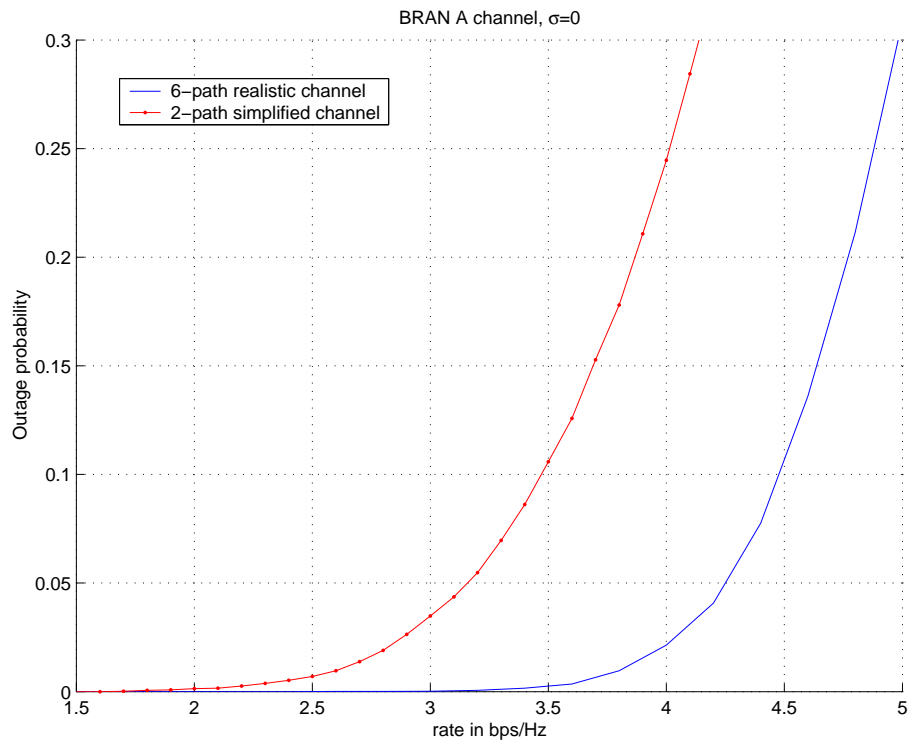


FIG. 3.9 – MIMO context : comparison between the 6-path realistic channel and the 2-path simplified channel outage probabilities, for an SNR=10 dB, the angular spread σ_θ is fixed to 0

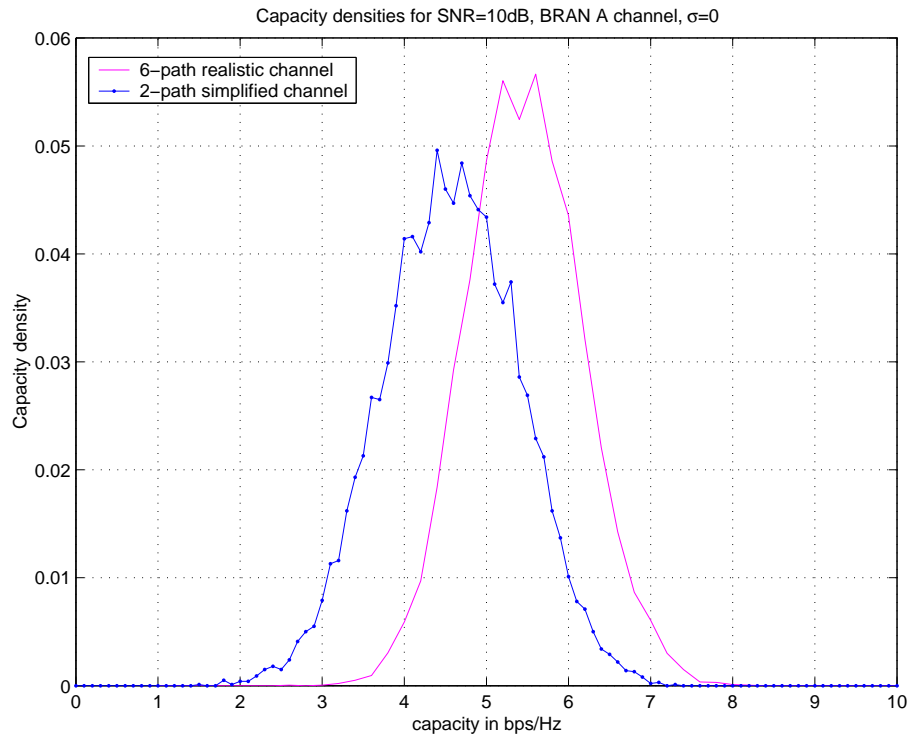


FIG. 3.10 – MIMO context : capacity densities for both the 6-path BRAN A channel and the 2-path simplified BRAN A channel, for an SNR=10 dB, the angular spread σ_θ is fixed to 0

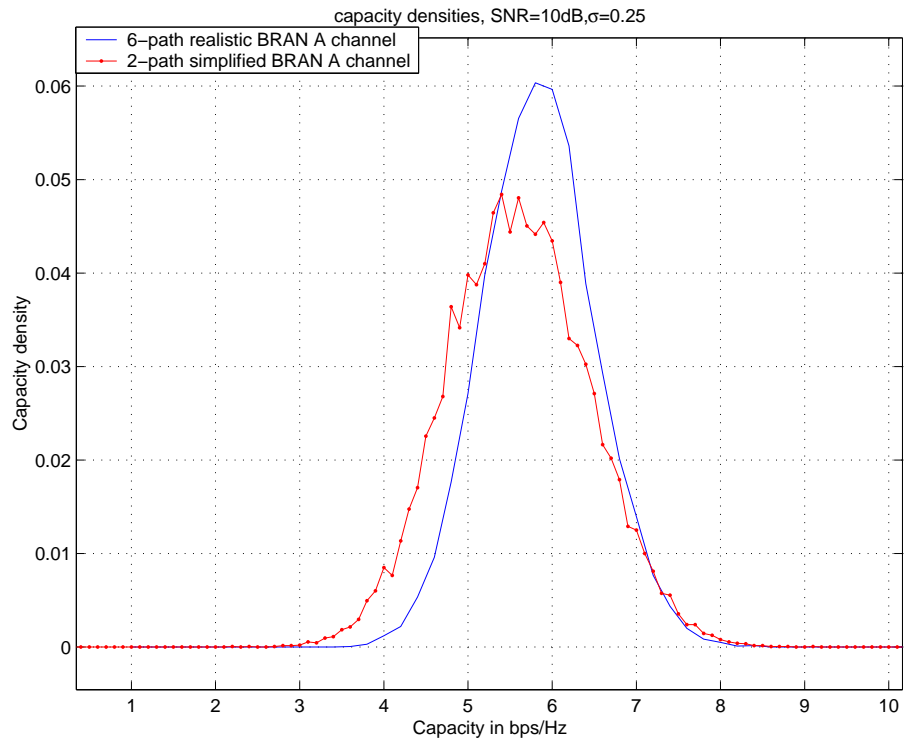


FIG. 3.11 – MIMO context : the capacity densities for both the 6-path BRAN A channel and the 2-path simplified BRAN A channel, for an SNR=10 dB, the angular spread σ_θ is fixed to 0.25

performance not only in terms of outage capacity but also in terms of ergodic capacity. We furthermore found that the ergodic capacity is mainly affected by the channel delay spread, and that the number of paths has no impact on the ergodic capacity. As a result, we have shown that the capacity evaluations done on simplified channels, for the purpose of accelerating the computations should be taken with great caution, since it may result in an underestimation of the available diversity.

Chapitre 4

Nouveaux schémas de codages spatio-tempo- fréquentiels (STF) basés sur le code d'Alamouti

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous étudions la conception de schémas de codage STF en bloc qui compensent le débit par la diversité. En effet, nous montrons que ces schémas sont efficaces lorsque des modulations de faible densité sont utilisées, comme dans le cas du plus bas mode du standard IEEE 802.11a (BPSK, 6 Mbps), où ils peuvent être utilisés afin d'étendre la zone de couverture. Les codes ici proposés échangent la diversité spatiale contre de la diversité fréquentielle, permettant de réduire le nombre d'antennes nécessaires tout en exploitant différemment la diversité fréquentielle contenue dans le système. Un tel échange de la diversité spatiale par de la diversité fréquentielle est possible grâce à l'utilisation de la modulation OFDM, et à l'accès à des sous- canaux parallèles décorrélés dans le domaine fréquentiel. De plus, comme nos schémas de codage sont orthogonaux, ils bénéficient d'un processus de codage/décodage à faible complexité.

Dans ce qui suit, les schémas de référence auxquels nous comparons nos codes STF sont : (i) le code spatio-temporel d'Alamouti de rendement 1 appliqué à 2 antennes [5], (ii) le code spatio-temporel de

Tarokh de rendement $1/2$ appliqué à 4 antennes [98].

À partir de ces deux codes de référence, nous dérivons des schémas de codage s'appliquant à 2 antennes d'émission tout en gardant une diversité globale de 4 comme celle du code de Tarokh, par contre dans notre cas les symboles sont codés à travers les antennes et les sous- canaux fréquentiels, contrairement aux schémas de référence où le code en bloc est directement appliqué aux symboles OFDM en parallèle sur tous les sous- canaux. Ainsi nos schémas offrent de la diversité fréquentielle en plus de la diversité spatiale. En comparaison par rapport au code d'Alamouti, la diversité fréquentielle rajoutée en plus est gagnée au dépend de la réduction du rendement du code.

Par conséquent, nous abordons deux questions dans ce contexte : (i) comparant nos schémas au code de Tarokh appliqué sur 4 antennes, pourrions-nous nous attendre aux mêmes performances globales dans des situations pratiques (i.e. modèles de canaux classiques, scénarios de réseaux locaux, décorrélations des sous- canaux) ? (ii) comparant nos schémas au code d'Alamouti appliqué à 2 antennes, de combien serait l'amélioration des performances par rapport au gain en diversité ? Cette comparaison doit prendre en compte la perte en débit nécessaire pour garder l'orthogonalité du code.

Les réponses à ces questions seront présentées dans les paragraphes suivants. Dans le paragraphe 4.2, un premier schéma de codage spatio- tempo- fréquentiel (STF) est donné, échangeant le débit pour de la diversité. Le paragraphe 4.3 expose les performances par rapport aux schémas de référence. Puis dans le paragraphe 4.4, une extension du premier schéma de codage est introduite, présentant de meilleures propriétés en termes de diversité fréquentielle. Les résultats de simulations comparant ce dernier schéma aux 3 autres codes STF sont donnés dans le paragraphe 4.5. Finalement, nous concluons ce chapitre en exposant les principaux avantages et inconvénients des nouveaux schémas de codage proposés.

4.2 Code STF proposé : Double Alamouti

L'idée de base de notre premier schéma de codage consiste à appliquer deux fois le code d'Alamouti à deux échantillons et sur deux sous- canaux fréquentiels différents. Ce qui nous permet d'augmenter la diversité fréquentielle au prix d'une réduction d'un facteur de deux du rendement global du système. Par conséquent, notre schéma de codage, appelé le "Double Alamouti", est transmis sur deux antennes durant $2 MT_s$ avec un rendement de $1/2$. Par contre, il exploite un total de quatre degrés de diversité : deux dans

TAB. 4.1 – Codage du Double Alamouti à travers, respectivement, la 1^{ère} et la 2^{ème} antennes émettrices

	$2nT_s$	$(2n+1)T_s$		$2nT_s$	$(2n+1)T_s$
frequency f_k	$s_0(n)$	$s_1(n)$	frequency f_k	$-s_1(n)^*$	$s_0(n)^*$
frequency f_l	$s_1(n)$	$s_0(n)$	frequency f_l	$s_0(n)^*$	$-s_1(n)^*$

le domaine spatial et deux dans le domaine fréquentiel.

Considérons un symbole OFDM constitué de M échantillons $\mathbf{s}(n)$, où n désigne l'indice du symbole OFDM, qui va être transmis sur les deux antennes durant deux périodes symboles : deux échantillons $s_0(n)$ et $s_1(n)$ sont transmis sur les $k^{\text{ème}}$ et $l^{\text{ème}}$ sous- porteuses fréquentielles f_k^i et f_l^i , et sur la $i^{\text{ème}}$ antenne pour $i = 1, 2$. La stratégie exacte de codage utilisée dans nos simulations est détaillée dans Tab. 4.1.

Notons $\mathbf{G}_{k,l}$ la matrice du canal, prise dans le domaine fréquentiel, relative à l'application du code STF double Alamouti sur les $k^{\text{ème}}$ et $l^{\text{ème}}$ porteuses fréquentielles pour $k, l = 0 \dots M-1$, et sur les deux antennes émettrices. Elle est orthogonale par construction et nous avons :

$$\mathbf{G}_{k,l}^H \mathbf{G}_{k,l} = (|h_k^1|^2 + |h_k^2|^2 + |h_l^1|^2 + |h_l^2|^2) \mathbf{I}_2 \quad (4.1)$$

Ce qui montre ainsi que le code du double Alamouti a un ordre de diversité de 4, au prix d'une réduction du rendement (ce dernier est maintenant égal à 1/2).

4.3 Analyse des performances du Double Alamouti

Dans ce qui suit, nous comparons le code du double Alamouti de rendement 1/2 avec les deux schémas de référence précédemment présentés (voir paragraphe 5 du chapitre 2) : le code d'Alamouti et le code de Tarokh appliqué à quatre antennes et de rendement 1/2. Pour une comparaison juste, les débits globaux des systèmes codés sont pris les mêmes pour les trois schémas de codage. En se plaçant dans un contexte similaire à celui du mode à 6 Mbps de l'IEEE 802.11a, la modulation BPSK est considérée pour le code d'Alamouti, ainsi nous devons prendre la modulation QPSK pour notre schéma de codage et celui de Tarokh afin de compenser la réduction du rendement, les paramètres des simulations sont les suivants :

- mode d’IEEE 802.11a à 6 Mbps ;
- nombre de sous- porteuses : 512 ;
- canal : BRAN E décrivant un environnement espace libre (open space), lorsqu’il n’y a pas de visibilité directe (NLOS, Non Line Of Sight) ;

Cette comparaison est effectuée pour différents scénarios, dans le but d’évaluer l’effet de l’ordre de diversité, de l’entrelacement, et de la corrélation des sous- canaux dans le domaine fréquentiel sur les performances respectives de chacun des schémas de codage. Dans toute la suite, les performances des systèmes étudiés sont évaluées en termes du taux d’erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR). Le gain de diversité affecte la pente de la courbe du SNR en fonction du BER. Le gain est d’autant plus important que la pente est pointue.

4.3.1 Schéma de transmission non-codé

Nous commençons par l’étude des performances de notre schéma par rapport aux deux schémas de référence dans un système de communication non-codé. La Fig. 4.1 est tracée pour un canal de type BRAN E défini dans [28]. D’après ces courbes, nous remarquons que le code du Double Alamouti et le code de Tarokh présentent les mêmes performances, ceci est dû au fait que les deux ont le même ordre de diversité. De plus, tous les deux présentent de meilleures performances que le code d’Alamouti qui possède un ordre de diversité de 2.

Pour une comparaison juste, il est à noter que les conclusions précédentes ne sont plus valables lorsque nous augmentons le débit du système. En effet, si nous considérons la modulation QPSK au lieu de la BPSK, nous aurons une perte de 3 dB de SNR par symbole, pour une énergie par symbole fixée. De plus, nous avons une perte de 6 dB si nous remplaçons la QPSK par la 16 QAM sous les mêmes conditions précédemment citées.

4.3.2 Schéma de transmission codé

Dans ce paragraphe, nous étudions les performances du schéma de codage du Double Alamouti par rapport aux deux codes d’Alamouti. Dans un système de communication codé, tel que présenté dans le chapitre 2, le schéma codé est constitué d’un codeur convolutif de rendement 1/2, d’un entrelaceur défini pour le standard d’IEEE 802.11a (ou de façon équivalente HIPERLAN/2) [30], suivi du modulateur

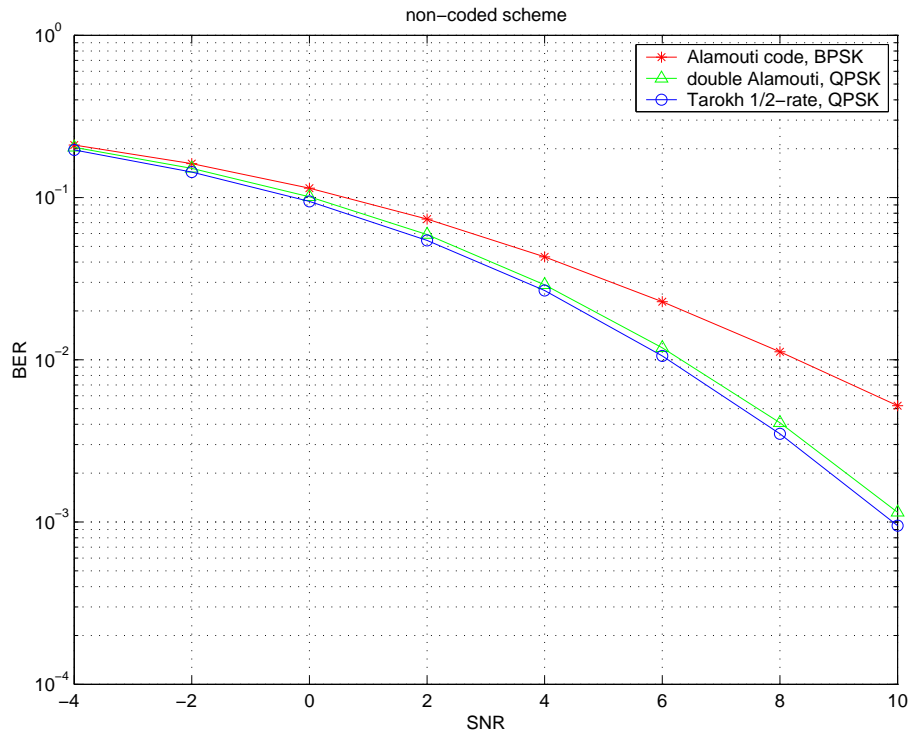


FIG. 4.1 – BER versus SNR pour un canal type BRAN E et pour un schéma non-codé.

OFDM. Dans cette simulation, nous considérons le canal BRAN E défini dans [28], de plus nous nous plaçons dans le mode de plus bas débit du standard IEEE 802.11a. Dans ce cas, le code du double Alamouti est moins performant que le code de Tarokh par contre il est toujours meilleur que le code d'Alamouti, comme le montre la Fig. 4.2.

Dans ce qui suit, nous expliquons pourquoi le code de Tarokh à quatre antennes présente des performances meilleures que le code du double Alamouti bien qu'*a priori* les deux codes présentent le même ordre de diversité. Dans une première étape, nous nous concentrons sur l'étude de l'effet de la corrélation entre les échantillons des symboles OFDM sur le code du Double Alamouti. En d'autre termes, cette étude revient à analyser l'effet de l'entrelaceur sur les codes considérés. Dans une deuxième étape, nous étudions les performances de notre code lorsque les coefficients du canal sont décorrélés. Ce qui revient à mieux comprendre l'effet de la nature du canal (coefficients d'atténuations corrélés ou non) sur les performances du code du Double Alamouti.

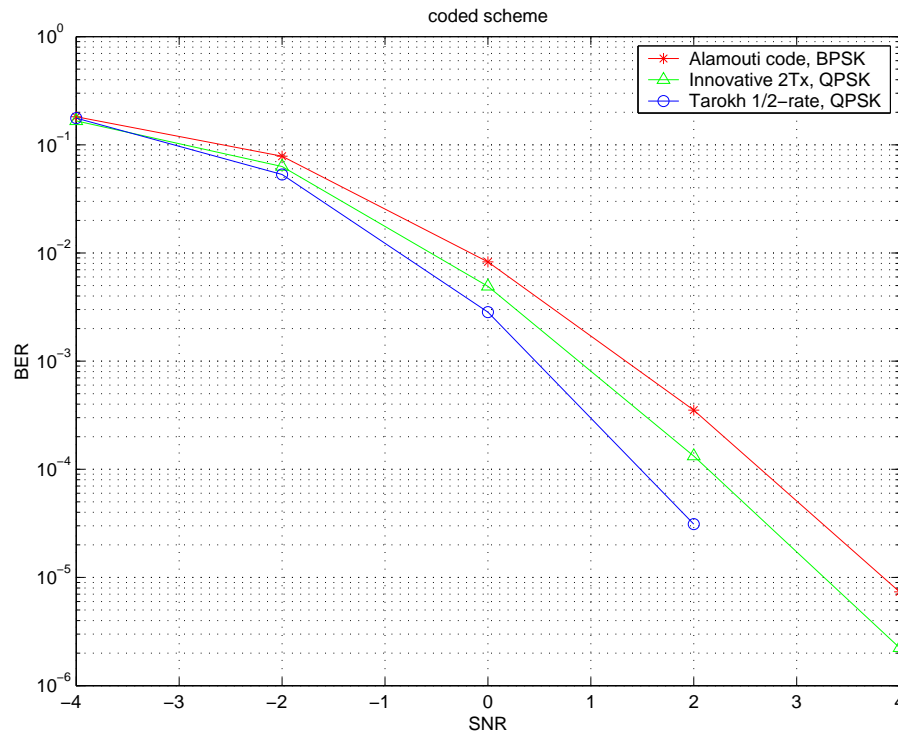


FIG. 4.2 – BER en fonction du SNR pour un canal type BRAN E, un entrelaceur typique d'IEEE 802.11a et pour un schéma codé

Décorrélant des bits des symboles OFDM

Nous étudions, dans ce paragraphe, l'effet de la décorrélant des bits des symboles OFDM sur les performances du code du double Alamouti. Nous considérons un long entrelaceur aléatoire de bits (512×8). La Fig. 4.3 est tracée pour le mode d'IEEE 802.11 à 6 Mbps, un long entrelaceur aléatoire de bits, un canal de type BRAN E. Nous remarquons que le code du Double Alamouti est toujours moins efficace que le code de Tarokh. Ainsi, nous en déduisons que la sous- optimalité de notre code par rapport à celui de Tarokh n'est pas due au choix de l'entrelaceur. Par conséquent, nous concluons qu'une décorrélant meilleure des bits ne peut pas augmenter la diversité du Double Alamouti.

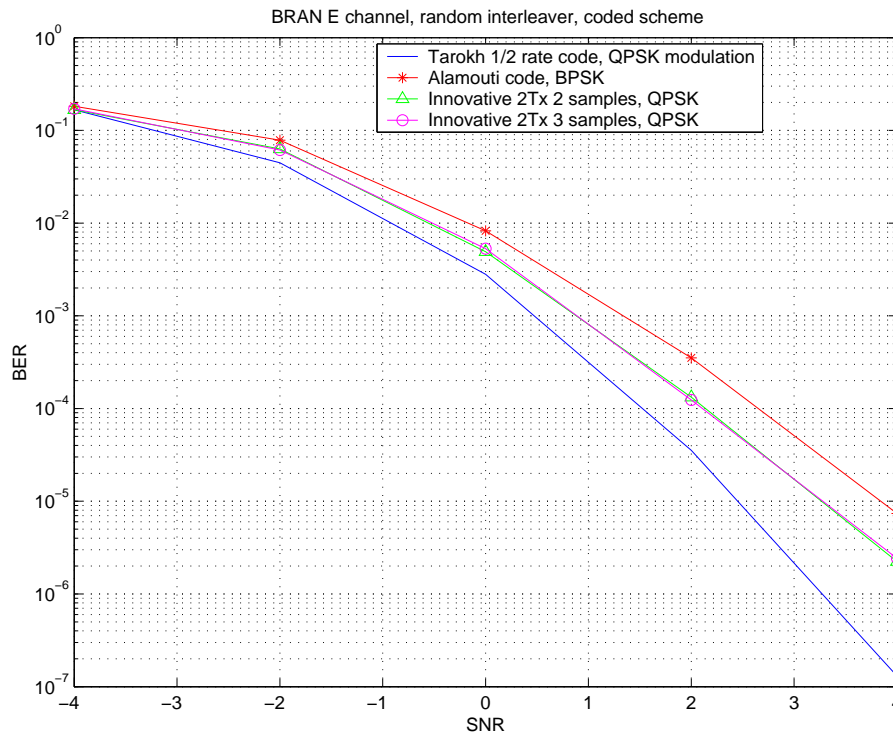


FIG. 4.3 – BER en fonction du SNR pour un canal type BRAN E et un entrelaceur aléatoire.

Décorrélant des coefficients d'atténuation fréquentiels du canal

Dans ce paragraphe, nous faisons l'hypothèse que la différence entre les performances du Double Alamouti et du code de Tarokh pourrait provenir d'un manque de diversité fréquentielle en comparaison avec la diversité spatiale. Ainsi, nous supposons que les coefficients d'atténuation du canal fréquentiel

sont aléatoires. La Fig. 4.4 est obtenue pour un entrelaceur typique d'IEEE 802.11a, (même si nous savons que le choix du type de l'entrelaceur utilisé n'a pas d'impact sur le degré de diversité du code). D'après cette figure, le code du double Alamouti montre des performances proches de celles du code de Tarokh. Ce qui implique qu'il est possible d'échanger le rendement du code contre de la diversité fréquentielle pour le mode d'IEEE 802.11a à 6 Mbps, et que la diversité fréquentielle peut complètement remplacer la diversité spatiale quand les coefficients du canal fréquentiel sont décorrélés.

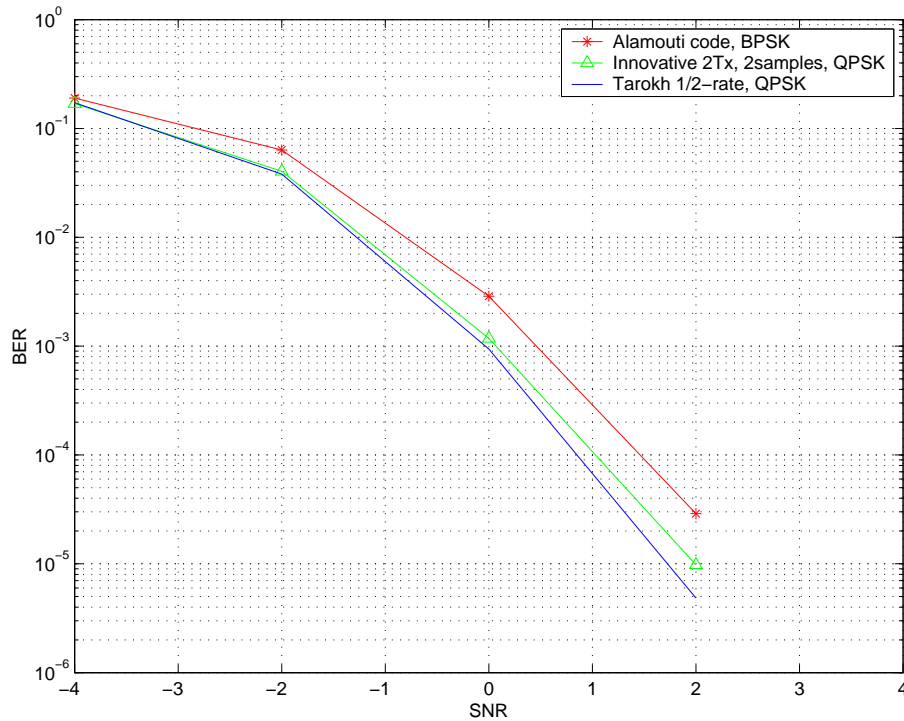


FIG. 4.4 – BER en fonction du SNR des trois codes, pour un canal aléatoire.

C'est pourquoi, il est intéressant de chercher d'autres codes optimisant l'utilisation de la diversité fréquentielle. Dans cet objectif, nous présentons le code STF amélioré dans le paragraphe suivant.

4.4 Code STF amélioré : code à trois fréquences

Dans ce qui suit, nous présentons une version améliorée du code STF du double Alamouti. Ce nouveau code STF utilise trois fréquences au lieu de deux et s'applique à deux antennes d'émission et garde le même principe de codage que le code STF précédemment présenté. Par conséquent, le rendement du

TAB. 4.2 – Codage du code STF à trois fréquences à travers la 1^{ère} et respectivement la 2^{ème} antennes de transmission

	$2nT_s$	$(2n+1)T_s$		$2nT_s$	$(2n+1)T_s$
frequency f_k	$s_0(n)$	$s_1(n)$	frequency f_k	$-s_1^*(n)$	$s_0^*(n)$
frequency f_l	$s_1(n)$	$s_2(n)$	frequency f_l	$-s_2^*(n)$	$s_1^*(n)$
frequency f_m	$s_2(n)$	$s_0(n)$	frequency f_m	$-s_0^*(n)$	$s_2^*(n)$

code garde la même valeur de 1/2.

Ce code est conçu d'une manière à avoir plus de diversité fréquentielle que le code précédent. Il a la propriété que chaque échantillon OFDM voit un "canal équivalent" différent de celui vu lorsque le code du double Alamouti est utilisé. D'un point de vue mathématique, ce code n'est pas orthogonal même s'il réussit à diagonaliser la matrice du canal, car un code orthogonal complexe ne peut être conçu pour la dimension trois [100]. Nous pensons que ce code a plus de mérite d'être étudié.

Schéma de Codage du code STF à trois fréquences

Un symbole OFDM $\mathbf{s}(n)$ considéré à l'entrée du codeur STF, est divisé en trois sous- vecteurs $\mathbf{s}(n) = [s_0(n), s_1(n), s_2(n)]$. Pour une meilleure clarté de notre présentation du code, nous allons expliquer le codage et le décodage de trois échantillons $s_0(n)$, $s_1(n)$ et $s_2(n)$ pris respectivement des trois sous- vecteurs $\mathbf{s}_0(n)$, $\mathbf{s}_1(n)$ et $\mathbf{s}_2(n)$. Les autres échantillons seront traités de la même façon. Les trois échantillons sont codés comme dans la Fig. 4.5, puis ils sont transmis sur deux périodes symboles $2nT_s$, $(2n+1)T_s$, sur trois sous- porteuses k , l et m , et sur deux antennes comme c'est expliqué dans le Tab. 4.2. Les coefficients du canal fréquentiel relatifs aux trois sous- porteuses (k, l, m) et relatifs à la $i^{\text{ème}}$ antenne ($i = 1, 2$) sont respectivement : g_k^i , g_l^i et g_m^i .

À la réception, les signaux reçus durant les deux périodes symbole et sur la $k^{\text{ème}}$ sous- porteuse sont donnés, après discrétisation, par :

$$\begin{aligned} y_k^1(n) &= h_k^1 s_0(n) - h_k^2 s_1^*(n) + n_k^1(n) \\ y_k^2(n) &= h_k^1 s_1(n) + h_k^2 s_0^*(n) + n_k^2(n) \end{aligned}$$

Les mêmes équations s'écrivent pour les $l^{\text{ème}}$ et $m^{\text{ème}}$ sous- porteuses en remplaçant : 1) k par l , et respectivement k par m , 2) $(s_0(n), s_1(n))$ par $(s_1(n), s_2(n))$ et par $(s_2(n), s_0(n))$, respectivement.

Ainsi la décision sur les trois échantillons transmis se fait sur les $d_i(n)$, $i = 0, 1, 2$ en utilisant un décodeur à maximum de vraisemblance :

$$d_0(n) = (|h_k^1|^2 + |h_k^2|^2 + |h_m^1|^2 + |h_m^2|^2)s_0(n)$$

$$d_1(n) = (|h_k^1|^2 + |h_k^2|^2 + |h_l^1|^2 + |h_l^2|^2)s_1(n)$$

$$d_2(n) = (|h_k^1|^2 + |h_l^2|^2 + |h_m^1|^2 + |h_m^2|^2)s_2(n)$$

Le rendement du code se déduit directement des trois relations précédentes puisque nous transmettons trois échantillons sur trois sous- porteuses fréquentielles durant deux périodes symboles. 4.6.

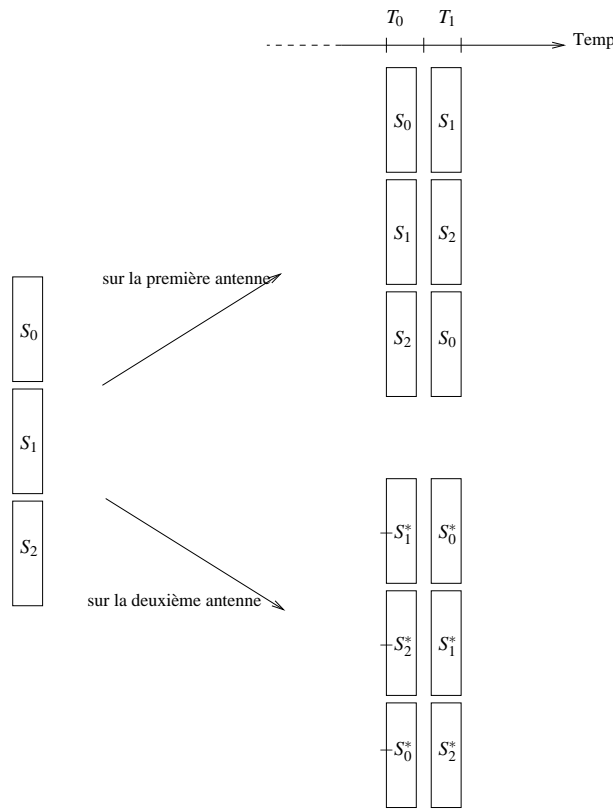


FIG. 4.5 – Code STF étendu à trois fréquences

4.5 Analyse des performances du code STF à 3 fréquences

Dans ce paragraphe, nous comparons le code STF étendu à trois fréquences aux trois autres codes, pour le mode d'IEEE 802.11a à 6 Mbps.

Dans le but de valider notre hypothèse qui consiste à dire que coder trois symboles sur trois sous-porteuses donne des performances meilleures que le code du Double Alamouti, nous commençons par simuler la cas d'un canal fréquentiel aléatoire (sous cette condition, nous disposons du maximum de diversité fréquentielle). En se référant à la Fig. 4.6, il est facile de noter que le code STF à trois fréquences possède les mêmes performances que le code de Tarokh à 4 antennes, et qu'il est plus performant que le code du Double Alamouti. Ainsi, nous pouvons confirmer qu'il est possible d'intervertir la diversité spatiale avec la diversité fréquentielle pour les basses efficacités spectrales.

Cependant, la Fig. 4.8, tracée pour un canal de type BRAN E et un entrelaceur d'IEEE 802.11a, montre que le code STF étendu à trois fréquences et le code du Double Alamouti présentent les mêmes performances. Ceci peut être expliqué par le manque de diversité fréquentielle dans le canal, due à la corrélation entre les coefficients du canal fréquentiel. La Fig. 4.7 tracée pour un entrelaceur aléatoire

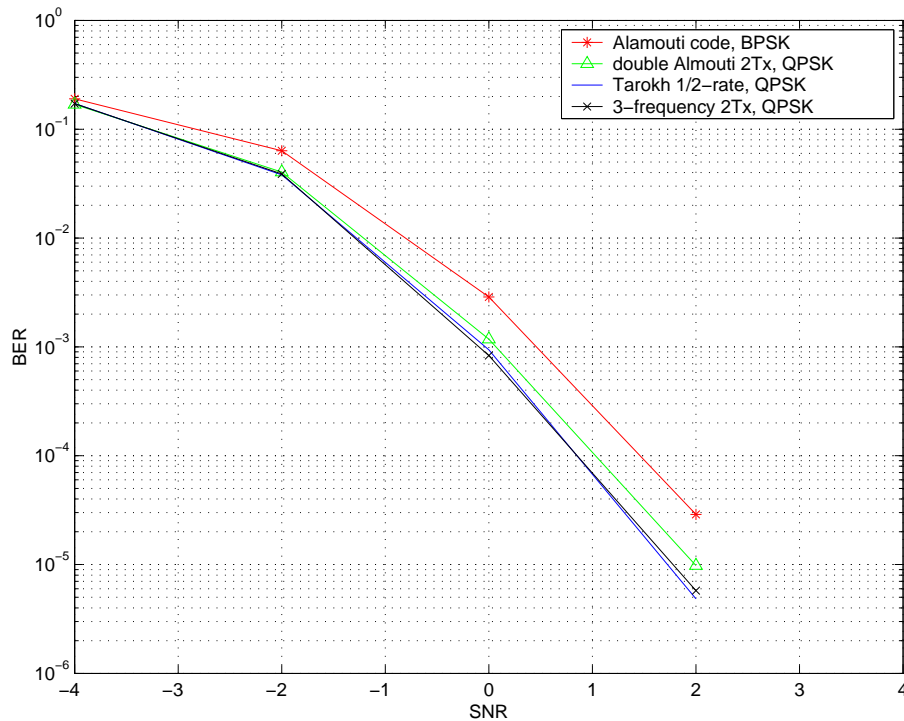


FIG. 4.6 – BER en fonction du SNR pour un canal aléatoire.

confirme le fait que l'entrelaceur n'affecte pas les performances des codes STF, en d'autres termes, n'affecte pas le gain de diversité du système, ce qui confirme la conclusion faite dans le paragraphe 4.3.2.

Cette simulation montre que le schéma de codage proposé exploite bien la diversité, si elle est pré-

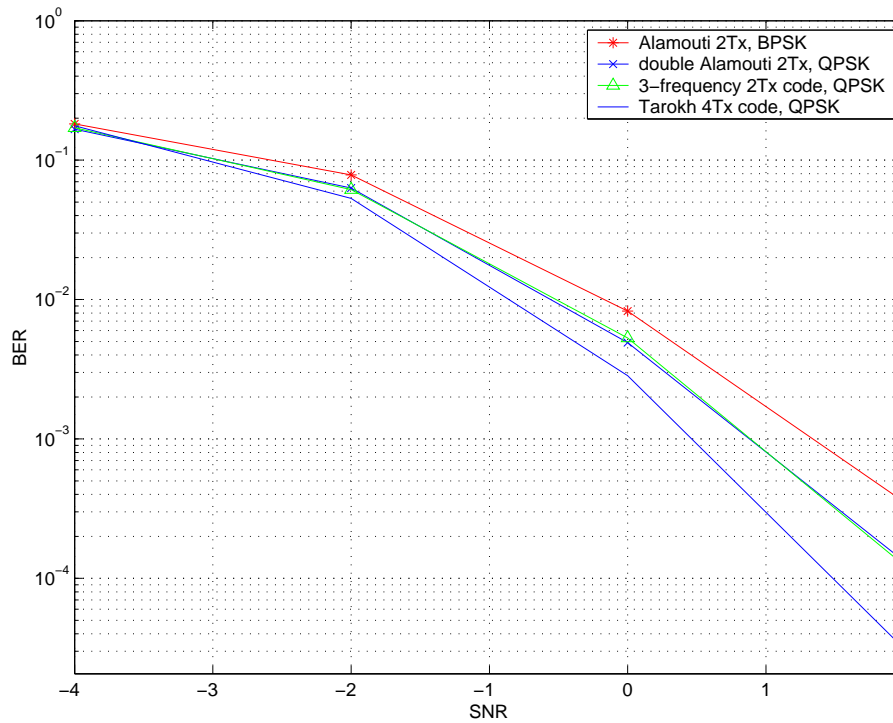


FIG. 4.7 – BER en fonction du SNR des 4 codes STF, pour un canal type BRAN E et un entrelaceur aléatoire.

sente (d'autres canaux avec des coefficients avec de faibles inter-corrélations), et qu'il pourrait avoir une courbe très proche de celle de Tarokh comme le montre la Fig. 4.6.

4.6 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons étudié la possibilité d'intervertir le débit avec la diversité fréquentielle, dans ce but, nous avons proposé des schémas de codage spatio- tempo- fréquentiels basés sur le code d'Alamouti dans lesquels les deux types de diversité, fréquentielle et spatiale, sont exploitées, en profitant des avantages de la modulation OFDM pour plus de diversité, mais avec un rendement inférieur à celui du schéma d'Alamouti de base.

Dans un premier temps, nous avons comparé le code STF du Double Alamouti et le code STF étendu à trois fréquences avec le code d'Alamouti (chacun d'eux s'applique à un émetteur à deux antennes) et avec le code de Tarokh de rendement 1/2 s'appliquant à quatre antennes. Nos deux schémas et celui

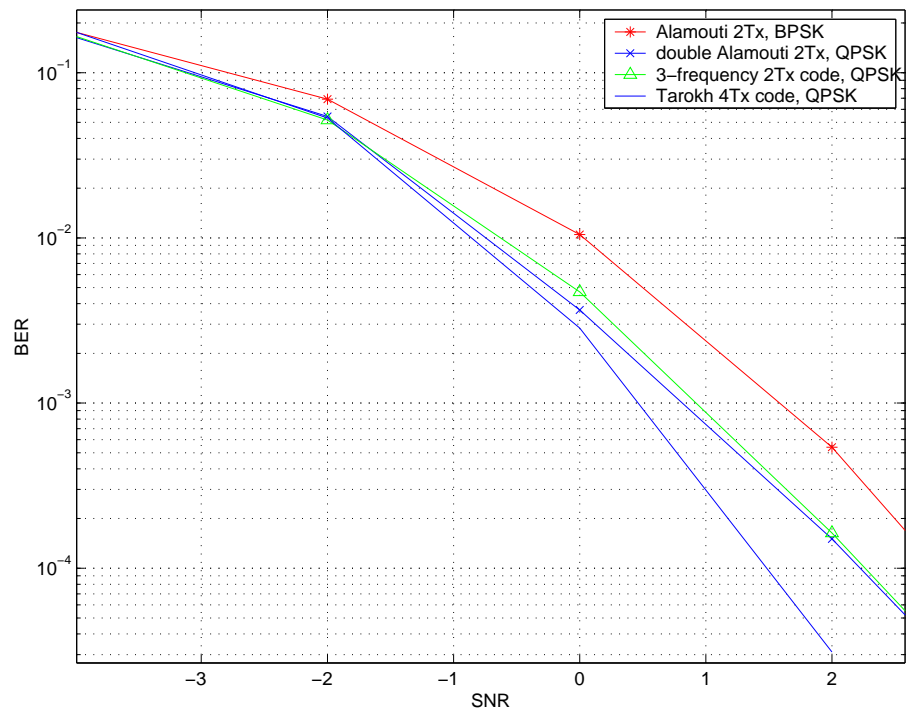


FIG. 4.8 – BER en fonction du SNR des quatre codes STF, pour un canal type BRAN E, un entrelaceur typique d'IEEE 802.11a et pour un schéma codé

de Tarokh ont les mêmes performances en termes de BER en fonction du SNR, dans un schéma de transmission non- codé. Ainsi, nous en déduisons que nos schémas de codage STF permettent d'avoir un même gain de diversité avec uniquement deux antennes au lieu de quatre. Par conséquent, nous pouvons, dans un système MIMO utilisant la modulation OFDM, réduire le coût en utilisant deux antennes au lieu de quatre, en gardant le même gain de diversité.

Nous avons aussi montré que le code du Double Alamouti et le code STF à trois fréquences présentent des performances meilleures en termes de BER en fonction du SNR que le schéma d'Alamouti de base pour les modes à bas débits du standard IEEE 802.11a, à même complexité d'implémentation et même coût, et que le code STF étendu à trois fréquences peut avoir plus de diversité fréquentielle pour certains canaux

Nous avons également comparé nos codes STF au code d'Alamouti et au code de Tarokh s'appliquant à quatre antennes pour un schéma de transmission codé. Les résultats des simulations montrent que les schémas proposés présentent principalement deux limitations : d'abord ils fournissent moins de diversité que le code de Tarokh lorsque les coefficients du canal fréquentiel sont corrélés et pour une transmission codée, et ensuite, quand nous augmentons l'ordre de la modulation, le code d'Alamouti reste le plus fiable.

Pour conclure, l'intérêt de nos codes STF réside essentiellement dans la possibilité de l'utiliser dans les réseaux locaux afin d'augmenter les zones de couverture, dans des modes de transmission à bas débit.

Troisième partie

Systèmes MIMO de Macro-diversité / Diversité de Coopération

Avant propos

La diversité apportée par les systèmes à antennes multiples dans le contexte de micro- diversité, est limitée par la corrélation existante entre les antennes de transmission et/ou de réception. En effet, lors de l'étude de l'influence du modèle du canal sur la capacité, dans le chapitre 3, lorsque le vrai profil des retards des trajets multiples est pris en compte, nous avons remarqué que la diversité peut se dégrader lorsque les variances des angles d'arrivée sont d'autant plus grandes. D'un autre côté, le codage spatio-temporel est aussi plus performant lorsque les coefficients du canal sont indépendants. Ce qui présente une des raisons qui ont motivé l'étude des systèmes MIMO de macro- diversité à la recherche de plus de diversité. Dans cette deuxième partie, nous nous intéressons à l'étude des systèmes MIMO de macro- diversité par rapport aux systèmes MIMO de micro- diversité afin d'étudier les avantages de l'un par rapport à l'autre. Dans le but d'avoir des simulations les plus précises possible dans la comparaison entre les deux types de systèmes, nous proposons un modèle plus fin du canal. Puis, nous analysons les performances de différents systèmes étudiés en termes de capacité. Cette étude est présentée dans le chapitre 5. Nous étudions ensuite dans le chapitre 6 un algorithme d'allocation de puissance pour un système de transmission assisté par deux relais numériques. Cette allocation de puissance est faite de façon à minimiser la probabilité d'erreur du côté de la destination.

Les résultats du chapitre 5 sont publiés dans [74] [76][75]. Et étant écrit en anglais, il est soumis au journal d'IEEE *Transactions on Communications* [72]. Les résultats du chapitre 6 sont publiés dans Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers 2005 [73].

Systèmes MIMO de micro-diversité et de macro-diversité considérant un modèle raffiné du bloc radio fréquence

Ce chapitre donne un bref résumé de nos travaux présentés dans le chapitre suivant (rédigé en anglais). Une partie de ces travaux a fait l'objet d'une communication à SPAWC 2005 [76]. Puis ils sont aussi soumis sous forme d'un article de journal à IEEE Transaction on Communications [72].

Des travaux antérieurs sur la macro-diversité [13] [106] et autres [103, 54, 2, 69] combinant la micro-diversité avec la macro-diversité ont été publiés. Les premiers travaux se sont plus focalisés sur les réseaux cellulaires dans le but d'améliorer la qualité de la transmission, la couverture du système et par conséquent les tailles des cellules. La mesure de la qualité du lien radio était : (i) le rapport signal sur bruit (BER) instantané ou moyen [13] [106], (ii) le rapport signal sur interférence (+bruit) (SINR), ou (iii) le taux d'erreur binaire (BER) [54] [2]. Le but de ce chapitre est de mieux comprendre le fonctionnement des liaisons SIMO, MISO et MIMO 2×2 dans le contexte de macro-diversité par rapport au contexte de micro-diversité, et d'étudier l'influence des différents paramètres du système, comme les distances entre les terminaux, sur les performances de ces systèmes en termes de capacité ergodique et de capacité complémentaire. De plus, cette étude comprend aussi l'analyse des performances des combinaisons entre les systèmes de micro-diversité et de macro-diversité.

Le système SIMO de macro-diversité présente la situation où un terminal peut transmettre des données sur plusieurs canaux de communication décorrélés, soit dans un réseau décentralisé ou dans le cas où les récepteurs peuvent partager les informations reçues. Le système MISO représente le lien descendant du système SIMO.

Pour ces contextes de macro-diversité, il est indispensable de redéfinir un modèle de canal adapté à cet environnement de propagation. Les distances relatives, ici, jouent un rôle important à cause des atténuations dues à la distance (Path-Loss) dans la caractérisation des performances du système. Ainsi, nous avons besoin de redéfinir aussi de nouvelles contraintes de puissances plus réalistes sur les signaux. Dans ce but, nous proposons un modèle plus fin du bloc radio fréquentiel du récepteur (RFFE), permettant de décrire une relation plus réaliste entre la puissance reçue/émise et le SNR instantané, présentant différentes zones de fonctionnement.

Les canaux sont supposés non-sélectifs en fréquence et de Rayleigh, dont les variances des coefficients d'évanouissement des trajets sont prises égales aux path-loss. Ce modèle de propagation a été adopté dans de nombreux travaux [48, 47, 110, 41] sur les réseaux de communication radio, car il est facile à implémenter et présente l'avantage de donner une bonne compréhension du fonctionnement du système en associant les distances aux performances de ce dernier.

D'autres travaux se sont intéressés aux systèmes combinants la micro-diversité avec de la macro-diversité en supposant que les canaux sont de Rayleigh avec un *shadowing log-normal* [2] [54]. Il est à noter que nous aurions pu considérer le shadowing dans notre travail, il suffit d'ajouter un second terme dans l'expression du coefficient d'atténuation du canal.

Afin d'évaluer l'effet du nouveau modèle de canal sur les performances des systèmes MIMO, nous commençons d'abord par étudier l'impact de ce dernier sur les systèmes MIMO de micro-diversité en comparant les résultats trouvés par rapport au modèle classiquement utilisé [101] [39] en termes de capacité. Puis, nous passons à l'étude des effets du nouveau modèle de canal sur les systèmes MIMO de macro-diversité.

Dans ce paragraphe, nous résumons les principales caractéristiques du modèle du bloc RFFE proposé. La différence majeure entre le modèle du RFFE que nous proposons et le modèle classiquement utilisé est la variation de la puissance du bruit en fonction de la puissance reçue. L'intervalle des puissances utilisables par le récepteur, appelé intervalle dynamique, est divisé en deux parties : une partie correspond aux faibles puissances (distances grandes) notée I_2 , et l'autre partie correspond aux grandes puissances (distances petites) notée I_1 . Lorsque la puissance reçue est dans I_2 , la puissance du bruit thermique est constante, ainsi le SNR varie linéairement en fonction de la puissance reçue. Alors que lorsque la puissance reçue est dans I_1 , la puissance du bruit thermique est variable et elle est de plus proportionnelle à la puissance reçue, dans ce cas le SNR est constant. Nous appelons ce deuxième intervalle,

zone de saturation du SNR. Il est à noter que la variation du SNR sur l'intervalle dynamique est due au fonctionnement du contrôle automatique de gain noté AGC (Automatic Gain Control).

Systèmes MIMO de micro-diversité L'étude des performances du système MIMO de micro-diversité s'articule autour de deux axes : (i) influence de l'AGC, (ii) influence du modèle réaliste sur tout l'intervalle dynamique par rapport au modèle généralement utilisé [101] [39].

Nous considérons le système MIMO disposant de deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices. Concernant l'étude de l'influence de l'AGC, nous avons remarqué que ce dernier impacte les performances des systèmes MIMO dans la zone de saturation du SNR, cet impact est d'autant plus visible que le nombre d'antennes est grand.

Puis, nous remarquerons que : la variation de la capacité du système MIMO prenant en compte le modèle raffiné du bloc RFFE a le même comportement que le système MIMO considérant le modèle classique, lorsque la distance est au dessus d'un certain seuil. Alors que lorsque la distance séparant l'émetteur du récepteur tend vers zéro, la capacité du système MIMO prenant en compte le modèle proposé sature au moment où celle du système considérant le modèle classique tend vers l'infini. Ainsi, le nouveau modèle permet de prévoir le comportement réel que nous observons dans les implémentations actuelles des systèmes MIMO de micro-diversité.

Systèmes MIMO de macro-diversité Nous avons montré que la zone de couverture d'un système MIMO est bien élargie par l'addition d'un terminal soit émetteur ou récepteur et que cet ajout est d'autant plus utile que les distances entre les émetteurs et les récepteurs de base sont grandes (les situations les plus difficiles).

Nous avons remarqué que la zone de saturation du SNR peut montrer un comportement inattendu dans certaines situations. En effet, rajouter un second émetteur mobile au système SIMO, constitué d'un émetteur fixe et de deux récepteurs localisés au même endroit à une distance telle que les récepteurs se trouvent dans la zone de saturation du SNR, impacte différemment les performances du système. Cet impact dépend principalement de la position du second émetteur par rapport au premier émetteur : s'il est situé plus loin que le premier, la capacité du système global se trouve améliorée, alors que si l'émetteur rajouté est plus proche des récepteurs, à notre grande surprise la capacité du système global se trouve diminuée.

Pour conclure, nous avons montré que le rajout d'antennes améliore d'une façon considérable les performances des systèmes MIMO dans le cas général, et que le fait de considérer le nouveau modèle du bloc RFFE, peut expliquer certains phénomènes observés dans les implémentations actuelles.

Chapitre 5

Macro-diversity versus micro-diversity system capacity with realistic receiver RFFE model

This chapter studies the evolution of capacity in the context of macro-diversity antenna configurations, with respect to system parameters such as the distance between mobile devices. In this context, we define an accurate channel model which involves a realistic model of the RF front-end (RFFE). The impact of this improved model on system capacity is first checked in the micro-diversity context, when comparing our results with the model classically used in the literature. This new model is shown to explain some phenomena observed in actual implementations. Then, in the macro-diversity context, we concentrate on the usefulness of adding antennas, depending on the distance to the transmitter or the receiver. The obtained results are strongly impacted by the RFFE model.

5.1 Introduction

Wireless networking constitutes an important component of future information technology applications. To improve the reliability of communication over the wireless channels and combat the fading, many papers have focused on the use of diversity techniques. One of the most studied technique is the

use of multiple antennas at wireless transmitters and receivers. It exploits the spatial micro-diversity created by several antennas colocated on the same mobile device [101][39]. However, spatial diversity can also be exploited by joint processing of signals transmitted or received by separated devices, access points or terminals. This type of diversity is known as macro-diversity.

Previous works addressing the macro-diversity [13] [106], and certain combinations of micro- and macro-diversity [103, 54, 2, 69] have been published. The early works focused on cellular networks in order to improve the systems coverage and to enlarge the cells size. The measure of the link quality has been either (i) the instantaneous or local mean signal-to-noise ratio (SNR) or (ii) signal-to-interference (+ noise) ratio (SINR) [13] [106], or (iii) the corresponding bit-error-rate (BER) [54] [2].

In this chapter the main objective is to study the point-to-multi-point communication link (both the up-link and the down-link) and to assess the impact of system parameters values, such as distance between devices, on the capacity and the outage capacity of the overall system. In addition, the problem is set in a general way, including also the possibility of using micro-diversity at device level. This point-to-multipoint communication link is met when a given communicating terminal can transmit information through several communication routes, either in decentralized networks or in systems in which access points can share received information.

In this context, it is necessary to redefine a proper channel model adapted to the macro-diversity situation, in connection with the propagation model, since the relative distance between communicating devices plays an important role due to path loss effects. Since the various antennas do not see the same path loss, the classical channel normalization do not hold (consisting in considering the same noise variances for all the fading coefficients). This requires also to redefine realistic constraints on transmitting powers. In that purpose, we propose a model of the receiver Radio Frequency Front-End (RFFE), enabling to specify relationships between receiver SNR values and transmitted powers in various operating zones. The channels are also assumed to be Rayleigh flat fading, the variances of their coefficients being affected by the path loss. Many authors [48, 47, 110, 41] have used this propagation model for the investigation of wireless communication systems, since it is easy to implement and provides a good understanding of the system performance. Other works have investigated systems combining macro- and micro-diversity assuming Rayleigh channels with additional log-normal shadowing [2] [54]. Note that shadowing could also be considered in our work. This would result in an additional term in the channel fading coefficients.

In order to assess the impact of the realistic RFFE model (presented in section 5.2) and the related improved channel model on the system capacity, we first address the case of point-to-point MIMO communications (micro-diversity), and compare our results to the ones obtained with classical MIMO channel models [101] [39]. The RFFE exhibits two main operating modes, one of which results in an unusual channel model, the other one reducing to the classical one. The impact of these operating modes is first evaluated in a micro-diversity scenario (5.3), in terms of the ergodic and outage capacities. Then, in section 5.4, we concentrate on the macro-diversity context, in Single-Input Multi-Output (SIMO) and Multi-Input Single-Output (MISO) configurations. The objective is to evaluate the impact of increasing the number of antenna (possibly at some distance from each other) on the ergodic capacity. This study thus provides means of evaluating whether considering additional antennas that are at some distance as part of a multi-antenna receiver has a large potential impact or not.

5.2 Modeling the Multiple Transmit Multiple Receive antenna system

5.2.1 MIMO antenna system presentation

We focus on a Multi-Input Multi-Output (MIMO) system that employs n_T transmitting and n_R receiving antenna elements. In the micro-diversity context, the n_T transmitting antennas are co-located, as are the n_R receiving antennas. In the macro-diversity context, the transmitting antennas and the receiving ones are dispatched on mobile terminals. In this subsection, we present the macro-diversity situation, the micro-diversity one being a special case of the former.

Assume the MIMO system is composed of N_{Tx} transmitting and N_{Rx} receiving terminals, then assume n_{T_j} and n_{R_i} ($j = 1 \dots N_{Tx}$ $i = 1 \dots N_{Rx}$) denoting the number of antennas co-located on the i^{th} transmitting terminal and j^{th} receiving terminal respectively. We note $n_T = \sum_{j=1}^{N_{Tx}} n_{T_j}$ and $n_R = \sum_{i=1}^{N_{Rx}} n_{R_i}$. Throughout this chapter, this system is referred to as $(n_{T_1}, n_{T_2}, \dots, n_{T_{N_{Tx}}}) \times (n_{R_1}, n_{R_2}, \dots, n_{R_{N_{Rx}}})$ MIMO, and the distance between the j^{th} transmitting terminal and the i^{th} receiving one is denoted by $D_{i,j}$. The input/output relation of the MIMO system is described by the following equation :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{b} \quad (5.1)$$

where $\mathbf{x} = [\mathbf{x}^1 \mathbf{x}^2 \dots \mathbf{x}^{N_{Tx}}]^T$ is the transmitted vector ; \mathbf{x}^i denotes the $n_{T_i} \times 1$ vector transmitted by the i^{th} terminal, $\mathbf{b} = [\mathbf{b}^1 \mathbf{b}^2 \dots \mathbf{b}^{N_{Rx}}]^T$ denotes the additive white Gaussian noise vector, which covariance matrix

$\text{cov}\{\mathbf{b}\}$ is given by :

$$\text{cov}\{\mathbf{b}^i\} = \begin{pmatrix} N_1^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & N_2^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & N_{n_{R_i}}^2 \end{pmatrix} \quad (5.2)$$

where N_i^2 , ($i = 1 \dots n_R$) is the noise power introduced by the i^{th} received signal. The channel matrix is given by :

$$\mathbf{H} = \{\mathbf{H}_{i,j}\}_{i=1 \dots N_{R_x}, j=1 \dots N_{T_x}} \quad (5.3)$$

where $\mathbf{H}_{i,j}$ denotes the channel matrix containing the individual channels from the j^{th} transmitting antenna to the i^{th} receiving antenna.

Thus, to make the notation more convenient, the system in the micro-diversity context will be referred to as $n_T \times n_R$ MIMO ; and the distance separating the transmitting antennas to the receiving ones will be denoted by D .

5.2.2 Channel fading model statistics

The propagation fast fading, seen by the different antenna elements, is assumed to be independent Rayleigh flat fading. Thus, the entries $h_{i,j}^{k,l}$ of the channel matrix $\{\mathbf{H}_{i,j}\}_{i=1 \dots N_{R_x}, j=1 \dots N_{T_x}}$ are circularly-symmetric Gaussian variables with zero mean, with independent real and imaginary parts, having variance $\sigma_{i,j}^2/2$. The variance $\sigma_{i,j}^2$ is given by the path loss *i.e.* verifies

$$\sigma_{i,j}^2 = K_o (D_{i,j}/d_o)^{-\delta} \quad (5.4)$$

where $d_o = 1$ m is a reference distance, $D_{i,j}$ is the distance separating the i^{th} transmitter to j^{th} receiver, δ is the path loss exponent ; and $K_o = (c/4\pi d_o f_c)$ is the channel power gain at the reference distance.

5.2.3 Model of the Radio-Frequency Receiver Front-End

Since we investigate the impact of macro-diversity scenarios on the overall system capacity, we have to redefine appropriate channel models, in order to make explicit the relative role of the transmitted powers, of the path-loss, and of the resulting SNR on the receiver branches introduced by the RFFE.

Classically, the RFFE is modelled only by Additive White Gaussian Noise (AWGN), which represents the thermal noise of the components, a model which implicitly assumes some behavior of the Automatic Gain Control (AGC) inside the receiver. To be more precise, we investigate in more details the receiver RFFE model and study its impact on the capacity calculation.

Receiver description

Generally, the receiver RFFE is mainly composed of three parts, as shown in Fig. 5.1 : In the first part, the received signal is filtered in order to remove adjacent band signals. Then, the amplifying block (second block, delimited by the dashed rectangle in Fig. 5.1) multiplies the received signal by some gain $\sqrt{G_r}$, so that the signal dynamic range is adapted to the Analog Digital Converter (ADC) input range. The gain G_r is adjusted by the Automatic Gain Control AGC device. The ADC finally converts the analog signal to a digital one.

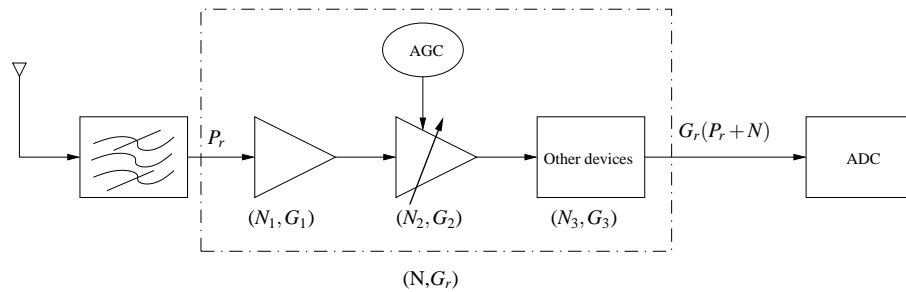


FIG. 5.1 – Simplified receiver scheme

Fig. 5.1 depicts the organization of a generic AGC. It consists of a (Low Noise) Amplifier, with a constant gain G_1 and a noise figure N_1 followed by a variable gain amplifier with a gain G_2 and introducing a noise figure N_2 . All other components are grouped in the third block having a constant gain G_3 , and introducing a noise figure N_3 .

This receiver RFFE model can be simplified into the scheme depicted in Fig. 5.2. There, the received signal is first affected by the additive thermal noise ; it is then amplified by the gain $G_r = G_1 G_2 G_3$ adjusted by the AGC, and it is finally sent to the ADC. The characteristics of the thermal noise and the amplifiers are described below, in subsections 5.2.3 and subsection 5.2.3, respectively.



FIG. 5.2 – Receiver model scheme

Thermal noise

The individual contributions of the receiver components to the thermal noise can be gathered into a single noise source at the input of the receiver, and characterized by the noise figure NF . It is given by :

$$NF = N_1 + \frac{N_2}{G_1} + \frac{N_3}{G_1 G_2} \quad (5.5)$$

Then, the receiver thermal noise is given by :

$$N \text{ (dBm)} = KTB \text{ (dBm)} + NF \text{ (dB)} \quad (5.6)$$

with

- NF the noise figure given in (5.5).
- K the Boltzmann constant, T the temperature ; KT is -174 dBm/Hz at room temperature
- B the signal bandwidth.

Usually the thermal noise is modelled by an AWG noise with zero mean and variance N , corresponding to the noise floor.

Dynamic range

The dynamic range of the receiver expressed in dB is the difference between the blocking level and the receiver sensitivity. The blocking level is the maximum power supported by the receiver electronic components. The receiver sensitivity is the signal power at the input of the receiver at which the packet error rate (PER) equals 10^{-1} .

The simulations in this chapter involve typical values for 5GHz WLAN implementations, at low bit-rates (typically 6Mbps). The receiver minimum sensitivity is chosen as $P_r^{min} = -85\text{dBm}$, and the

blocking level as $P_r^{max} = -20\text{dBm}$, with a dynamic range of 65dB. We assume that the blocking level is attained when the signal falls outside the dynamic range of the ADC.

Amplifier gain

The RFFE global gain is given by $G_r = G_1 G_2 G_3$. Because of individual components limitations, the amplifiers are not always able to provide the necessary gain to compensate for the channel fading. In fact, when the received power is lower than some threshold, here denoted by P_r^{AGC} , the amplifying gain in the AGC is bounded by G_r^{max} .

Hence, the variation of the gain versus the received power is depicted in Fig. 5.3. When P_r varies in $[P_r^{min}, P_r^{AGC}]$, the amplifying block gives the maximum gain G_r^{max} . When the received power increases in $[P_r^{AGC}, P_r^{max}]$, the amplifying block gain G_r decreases linearly till P_r equals the receiver blocking level P_r^{max} . At this stage, the gain $G_r = G_r^{min}$. This description introduces three modes for the AGC : In a first mode, (saturation) the gain is set to G_r^{max} . In the nominal mode (where the AGC plays its role : the signal at the entrance of the ADC has its nominal value. Finally, when $P_r > P_r^{max}$, the received signal dynamic range is outside the operating range of the ADC, thus introducing undesirable clipping effects. In the sequel, we will not address this third mode.

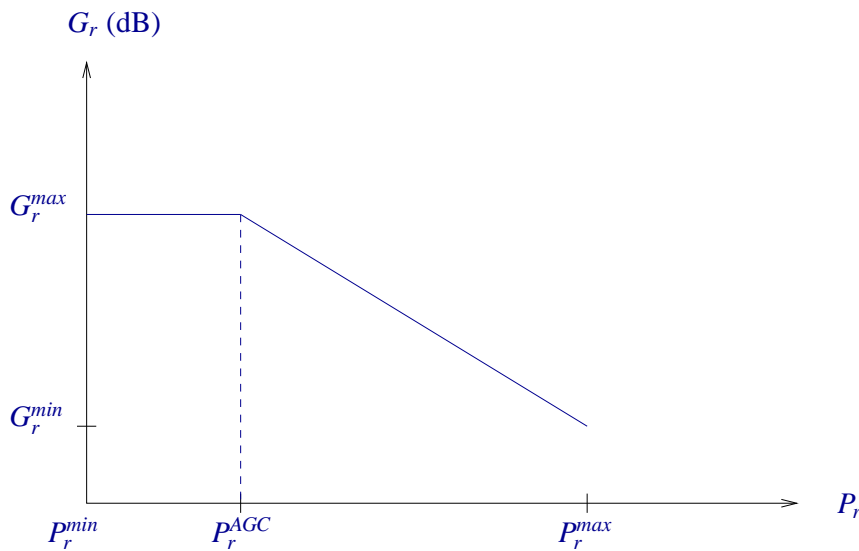


FIG. 5.3 – Amplifier gain variation versus the received power P_r

Typical values for 5GHz WLAN implementations, at low bit-rates (typically 6 Mbps) are a maximum gain $G_r^{max} = 65\text{dB}$ for P_r in the $[P_r^{min} = -85 \text{ dBm}, P_r^{AGC} = -68 \text{ dBm}]$ interval and a minimum gain $G_r^{min} = 17\text{dB}$ for $P_r^{max} = -20 \text{ dBm}$. These values should be considered only as orders of magnitude, but will allow to give a somewhat precise idea of the RFFE behavior.

The adaptation of power levels between the input and the output of the receiver RFFE block is illustrated in Fig. 5.4.

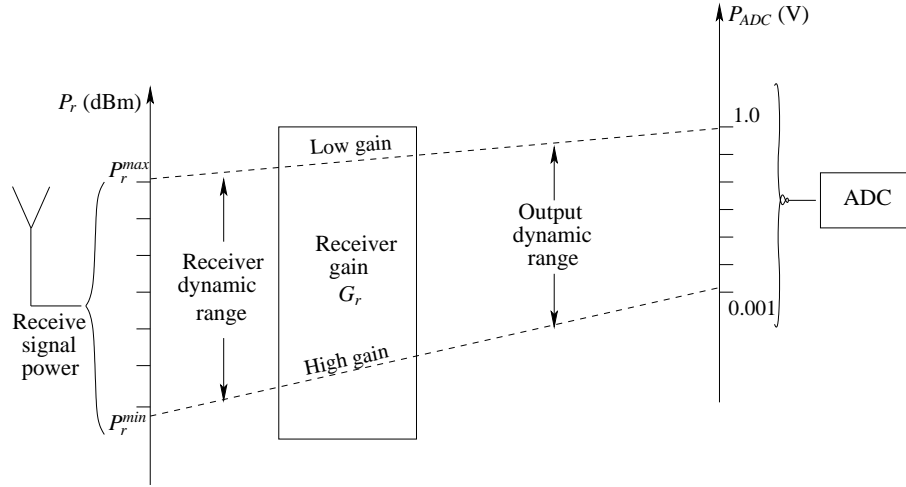


FIG. 5.4 – Diagram illustrating the variations of power levels between the input and the output of the receiver RFFE block due to amplification.

Receiver SNR

Given these models of the noise floor and of the gains, the instantaneous SNR at the input of the ADC can be expressed as follows :

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{P_r}{N} \\ &= \frac{P_r}{KTB(N_1 + \frac{N_2}{G_1} + \frac{N_3}{G_1 G_2})} \end{aligned} \quad (5.7)$$

where P_r is the received power.

Define the received power P_r^{sat} corresponding to G_2^{sat} , so that we have : $\frac{N_3}{G_1 G_2^{sat}} = (N_1 + \frac{N_2}{G_1})$. This value delimits two approximations of the SNR with different behaviors :

linear zone If $P_r^{min} \leq P_r \leq P_r^{sat}$, with reference to Fig. 5.3, the amplifier gain G_r is large and the expression of the noise power simplifies to :

$$N = KTB \left(N_1 + \frac{N_2}{G_1} \right) \quad (5.8)$$

Note that in this zone, the noise power is constant and the SNR varies linearly with the received signal power :

$$SNR = \frac{P_r}{KTB \left(N_1 + \frac{N_2}{G_1} \right)} \quad (5.9)$$

saturation zone If $P_r^{sat} \leq P_r \leq P_r^{max}$, the gain G_r is small, and $N_1 + \frac{N_2}{G_1}$ is negligible compared to $\frac{N_3}{G_1 G_2}$. Consequently, the thermal noise simplifies to :

$$N = KTB \frac{N_3}{G_1 G_2} \quad (5.10)$$

Since G_2 is variable, the noise power given by (5.10) is no more constant and the SNR expression can be approximated by :

$$SNR = \frac{G_1 G_2 P_r}{KTB N_3} \quad (5.11)$$

Since G_2 and P_r are variable, deducing the SNR variation from its expression is not direct. In general, P_r^{AGC} , which is the threshold under which the amplifying gain is maximum, is lower than P_r^{sat} . Indeed, generally, the system is designed so that P_r^{sat} is as close as possible to P_r^{max} , thus reducing the interval in which the noise varies with P_r .

In consequence, we have $P_r \geq P_r^{AGC}$ and the AGC algorithm will adjust the gain G_2 so that we get a constant power at the output of the amplifying block $P_s = P_{ADC}$. Considering the system model plotted in Fig. 5.2, P_s is given by :

$$\begin{aligned} P_s &= G_r(P_r + N) \\ &= G_1 G_2 G_3 K T B P_r + G_3 K T B N_3 \end{aligned} \quad (5.12)$$

So if we write the product G_2 by P_r we have :

$$G_2 P_r = \frac{P_{ADC} - G_3 K T B N_3}{G_1 G_3} \quad (5.13)$$

As G_1 , G_2 , P_{ADC} are constant, the product $G_2 P_r$ is constant and consequently the SNR is also constant.

Global behavior Considering (5.9) and (5.11), the variation of the SNR versus the received signal power P_r is plotted on Fig. 5.5.

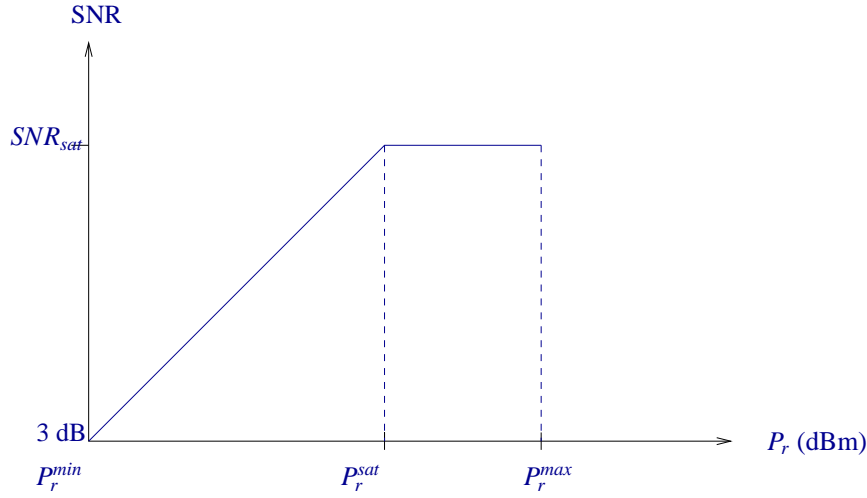


FIG. 5.5 – SNR variation versus the received power P_r

At lower received signal power values, the receiver thermal noise power is constant. When the received signal power is higher than P_r^{sat} , due to the non-linearity and imperfections of the receiver electronic components, the receiver thermal noise power increases with the amplifier gain.

From Fig. 5.3 and Fig. 5.5, the receiver dynamic range can be divided into three intervals : $[P_r^{min}, P_r^{AGC}]$, $[P_r^{AGC}, P_r^{sat}]$ and $[P_r^{sat}, P_r^{max}]$. Since the performance of the system is investigated in terms of capacity, which depends on the noise power, only two intervals $[P_r^{sat}, P_r^{max}]$ and $[P_r^{min}, P_r^{sat}]$, denoted by I_1 and I_2 respectively, are of interest to us. Note that the zone for nominal receiver processing is : $[P_r^{AGC}, P_r^{sat}]$, which is outside the saturation zone of the AGC and the saturation zone of the SNR.

5.2.4 System performance measures

Ergodic capacity

The mutual information (in bps/Hz) of the macro-diversity spatial multiplexing system under an average transmit power constraint is given by (5.14), where $\Sigma = \mathcal{E}(\mathbf{X}\mathbf{X}^H)$; The proof is given in appendix A.

The capacity is defined in the ergodic case as the maximum of the mutual information under an

$$I = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{n_R} + \begin{pmatrix} \text{cov}\{\mathbf{b}^1\} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \text{cov}\{\mathbf{b}^2\} & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \text{cov}\{\mathbf{b}^{N_{Rx}}\} \end{pmatrix}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{\Sigma} \mathbf{H}^H \right) \right) \quad (5.14)$$

average transmitter power constraint. If the channel is perfectly known at the transmitter, the optimum power allocation is given by the water-filling solution [39][16]. We consider the case where the channel is not known to the transmitter. Telatar has shown in [101] that the corresponding optimum power allocation is achieved when the power is distributed evenly between components of \mathbf{X} .

Outage capacity

A commonly used information theoretic performance measure is the outage capacity. The outage is defined as the event that the maximum average mutual information is inferior to the target spectral efficiency R desired for transmission. Hence, the outage probability is simply the probability that an outage event occurs :

$$p^{out} = P(I < R) \quad (5.15)$$

The outage probability is often chosen as $p_0^{out} = 5\%$, and the value of R verifying (5.15) is the outage capacity.

5.3 MIMO systems exploiting micro-diversity

In this section, we focus on a MIMO system that uses n_T transmitting and n_R receiving antennas, in a micro-diversity scenario. The aim here is to calculate the system capacity, which depends, as shown in (5.14), on the channel coefficients, on the signal power and noise variances of the various receiver. This computation is based on the propagation model defined in section 5.2.2, and on the signal and noise variances as given by the RFFE model.

Classically, the RFFE is modelled by an AWG noise, the variance of which is equal on all receiver branches, independently of the received signal power. We denote this situation as the "standard" model.

Here, the extension of the single antenna RFFE model described in section 5.2.3 to the MIMO case puts into question these assumptions, and leads to a modified relation between the SNR at the output of the RFFE block and the received power on a given receiver antenna. This new relationship also depends on the way the multi-antenna front-end is designed, in terms of number of analog RFFE blocks used and in terms of AGC strategies. In any case, the resulting SNR vs received power relation affects the capacity calculation, and we thus compare the results obtained with the standard and the more realistic multi-antenna RFFE models.

5.3.1 The standard system model

In the following, we recall the assumptions made by Foschini in [39], in the definition of the standard system model, with a baseline propagation channel as described in section 5.2.2.

These hypothesis are :

- The average power at each receive antenna is denoted by \bar{P}_r .
- The additive white Gaussian noise introduced by the receiver components is independent of the channel fading coefficients.
- The same noise power N is introduced by each receiver branch, i.e. $N_i = N$ for $i = 1 \cdots n_R$.

Based on these assumptions, the average \overline{SNR} (at the ADC input) is equal on all receiver branches, and is expressed as :

$$\overline{SNR} = \frac{\bar{P}_r}{N} \quad (5.16)$$

In the following we explore how the instantaneous SNR varies when considering the receiver RFFE block.

5.3.2 Multiple-antenna receiver model

In a multiple-antenna receiver, three strategies can be applied in the front-end design : (1) one RFFE block is assigned for each antenna and the AGC of each branch is communicating with the AGCs of the other ones, so that the same gain is applied on all the branches, (2) one RFFE block is assigned for each antenna and the AGC of each branch is independent of the AGCs of the other ones, thus different gains are applied on the receiver branches, (3) a single RFFE block is assigned to all antennas, the receiver

compares all the received powers and selects the highest one.

Remembering the single antenna RFFE model presented in subsection 5.2.3, it is clear that the instantaneous noise power depends of the received signal power, in other words, of the channel fading coefficients.

Thus, in the MIMO setting, the final value of the SNR_i received on the i^{th} branch depends on the AGC strategy, for the first two RFFE models, and on the channel selection for the third RFFE model. These various models are presented for the 2-antenna receiver, the results are easily extended to the n_R -antenna receiver.

One RFFE per antenna and communicating AGCs

In this receiver model, as depicted in Fig. 5.6, each branch has its own RFFE block, the two branches are communicating with each other and the same gain is applied on the two branches. This gain is computed from the highest received power $G_r = \min\{G_r^1, G_r^2\}$, thus avoiding signal clipping in the ADC block. As a consequence of applying the same gain, the noise powers introduced by both branches are equal : $N_1 = N_2 = N$. Thus, the instantaneous SNR_i on the i^{th} branch, is given by :

$$\text{SNR}_i = \frac{P_r^i}{N} \text{ for } i = 1, 2 \quad (5.17)$$

One RFFE per antenna and independent AGCs

In this case, the two receiver branches are independent, and the gains G_r^1 and G_r^2 are independently provided by the two AGC blocks. Depending on the received power on each branch P_r^i $i=1,2$, the SNR_i expressions at the AGC block outputs can be different, SNR_1 on the first branch and SNR_2 on the second respectively. Table 5.1, provides all the possible expressions for SNR_1 and SNR_2 .

TAB. 5.1 – Instantaneous SNR (communicating AGCs) depending on the zone of the RFFE model for each antenna

I_2	I_1	Thermal noise	SNR
P_r^1	P_r^2	$N_1 = N_{floor},$ $N_2 \geq N_{floor}$	$SNR_1 = \frac{P_r^1}{N_1},$ $SNR_2 = SNR_{sat}$
P_r^1, P_r^2		$N_1 = N_2 = N_{floor}$	$SNR_i = \frac{P_r^i}{N_i}, i = 1, 2$
	P_r^1, P_r^2	$N_i \geq N_{floor},$	$SNR_i = SNR_{sat}, i = 1, 2$

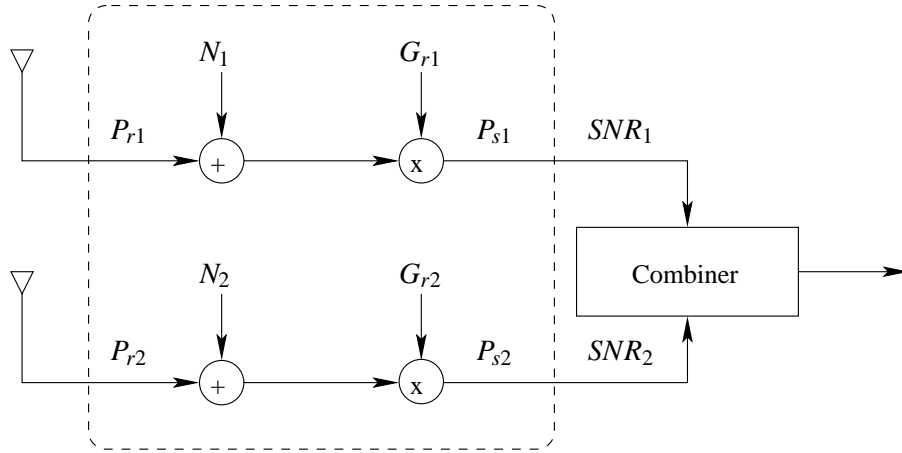


FIG. 5.6 – System transmission : one RFFE per antenna

A single RFFE for two antennas (channel selection model)

in this case, the receiver chooses the signal with the highest power. If the switcher is in position (i) $i = 1, 2$, P_{ri} is the received signal power and the $SNR = SNR_i$ is given by :

$$SNR_i = \frac{P_r^i}{N} \quad (5.18)$$

The main disadvantage of this model is that the two received signals cannot be used at the same time and that the spatial diversity presented by the system is only partially used.

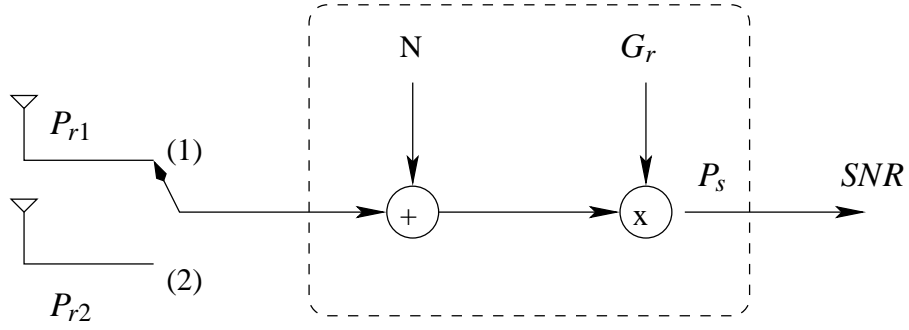


FIG. 5.7 – System transmission scheme, one RFFE per the 2-antenna receiver : channel selection model

5.3.3 Comparison between the proposed RFFE models and the standard one

Just like in the single channel case, the impact of the improved RFFE model can be seen when the received power is in $[P_r^{sat}, P_r^{max}]$; in this interval the noise power is variable with respect to the received signal power for our improved RFFE model, whereas in the standard channel model, based on a standard RFFE model, it is always constant and independent of the received signal power.

Note that the refined RFFE model provides the variation of the instantaneous SNR versus the received power, however the standard system model gives an ergodic description of the system since it provides the average \overline{SNR} vs the received power. Hence, we can predict that our model would provide more precise description of the observed system than the standard one.

5.3.4 Simulation results

Consider RFFE characteristics matching with the physical layer specifications of the IEEE 802.11a standard [30], as summarized in table 5.2. The Rayleigh fading variances are given by the path loss, which is characterized by the following parameters chosen for a typical indoor channel without shadowing : the path loss exponent is $\delta = 3.1$, the operating frequency is $f_c = 5.2$ GHz and $K_o = 2.33 \cdot 10^{-5}$, these parameters are those of IEEE 802.11a. The total transmit power is fixed to $P_e = 20$ dBm for all systems. B is assumed to be equal to 16.25MHz, corresponding to typical WLAN bands ($KTB = 72$ dB).

Now compute the ergodic capacity and the outage probability for the 2x2, 2x1 and 1x2 systems in the micro-diversity context, considering the three receiver RFFE models, which will be compared to the

TAB. 5.2 – Parameters of a typical Hiperlan 2 receiver

P_r^{min}	-85 dBm	N	-88 dBm
P_r^{AGC}	-68 dBm	G_r^{max}	65 dB
P_r^{sat}	-48 dBm	G_r^{min}	17 dB
P_r^{max}	-20 dBm	SNR_{sat}	40 dB
P_{ADC}	-3 dBm	SNR_{min}	3 dB

standard system ones. The ergodic capacity and outage probability are investigated versus the distance D between the transmitter and the receiver. These results will serve as a basis for studying the macro-diversity case.

We first investigate the variation of the received power versus the distance D between one transmitter and one receiver, in order to give the bounds of the zones corresponding to the three signal power intervals : [-85 dBm, -68 dBm], [-68 dBm, -48 dBm] and [-48 dBm,-20 dBm]. The received power versus D is given in Fig. 5.8. Then, table 5.3 shows the correspondence between the distance and the received signal SNR.

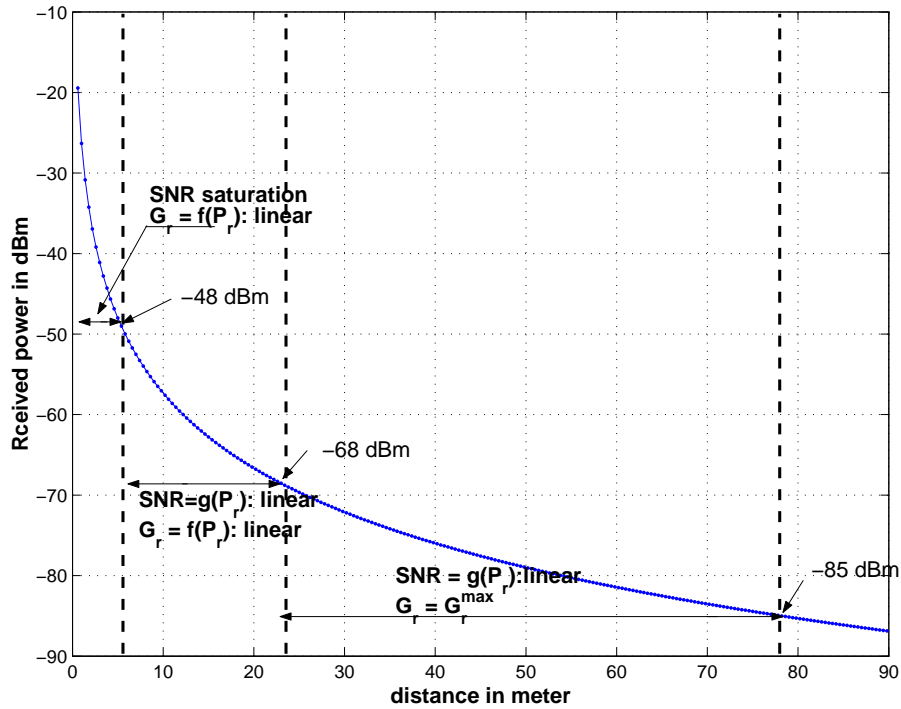


FIG. 5.8 – Received power versus the distance between the transmitter and the receiver (SISO case).

TAB. 5.3 – Correspondence between the SNR, the distances and the received signal power.

P_r in (dBm)	D in (m)	SNR std	SNR improved	remarks
[-48,-20]	[1,6]	[40,66]	40	SNR saturation
[-68,-48]	[6,23]	[19,40]	[19,40]	nominal region
[-85,-68]	[23,76]	[3,19]	[3,19]	AGC saturation

In summary, the "nominal" working region of the RFFE block corresponds to distance between the transmitter and the receiver in the interval $[6\text{m}, 23\text{m}]$, when the receiver gain is below G_r^{max} and the SNR is varying linearly with the received signal power.

In the following, we use U_1 and U_2 to denote the intervals $[1\text{m}, 6\text{m}]$ and $[6\text{m}, 78\text{m}]$, respectively.

1×2 SIMO system

First, the three systems based on the three receiver models proposed above are compared to the standard system in terms of the ergodic capacity. The four curves plotted in Fig. 5.9 represent the ergodic capacities versus the distance for MIMO (micro-diversity) systems with the four different RFFE models. As expected, the MIMO system with channel selection presents the worst performance compared to the other approaches.

When comparing the results found using the two receiver models with one block RFFE per antenna to the standard system, we have : i) when $D \in U_2$, i.e. in the nominal working region and the AGC saturation region, the system with the improved RFFE model matches with the standard system, ii) when $D \in U_1$ (near zone), the standard model capacity increases asymptotically to infinity when the distance separating the transmitter to the receiver is decreasing. However, the capacity of the MIMO systems when using the two models with one RFFE block per antenna saturates, which corresponds to the actual behavior of the system capacity. These results illustrate clearly what has been said in section 5.3.1.

Then, the 1×2 system with independent AGCs outperforms the MIMO system with communicating AGCs. This result can be explained by the fact that the model with independent AGCs provides higher instantaneous SNRs at the ADC inputs than the model with communicating AGCs. Since the capacity depends only on the instantaneous SNR, the instantaneous capacity computed for the model with independent AGCs is higher than the one computed for the model with communicating AGCs. However, in

some cases of multi-antenna processing such as MRC, the use of communicating AGCs can be an issue to handle the same noise levels on the receiver branches.

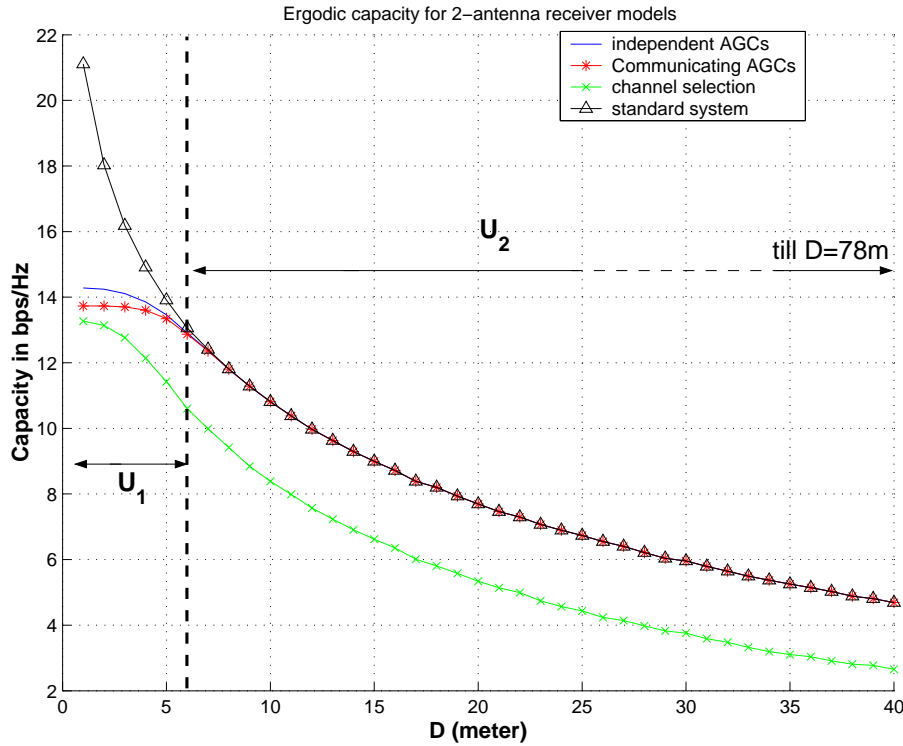


FIG. 5.9 – Comparison between the ergodic capacity curves in the micro-diversity context, for the four 2-antenna receiver RFFE models (SIMO case).

In the following, we study the outage capacity computed at an outage probability of 5 % for different distances separating the transmitter from the receiver. It can be deduced from Fig. 5.10, plotted for $D=2$ m, that the outage capacities of the four systems are different, as was the case for the ergodic capacity. Then when the receiver is moving away from the transmitter, the outage capacity of the three systems with one-RFFE block per branch model receiver converges to the same value for a distance $D \geq 6$ m, as it can be seen in Fig. 5.11. Because of the SNR saturation, the cumulative distribution function (CDF) curves are discontinuous : the system has a probability 1 to show a spectral efficiency lower or equal to the SNR^{sat} one.

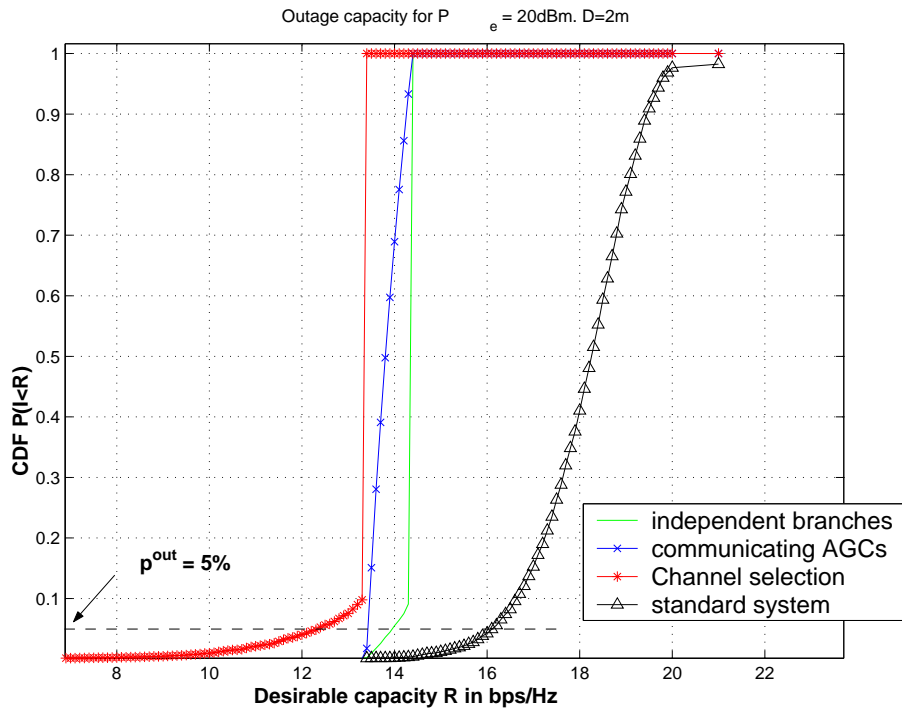


FIG. 5.10 – Comparison between the outage probability curves in the micro-diversity context, for the four 2-antenna receiver RFFE models and for $D = 2$ m (SIMO case)

2×2 MIMO system

In the same way as in the previous section, the ergodic capacity and the outage capacity are investigated for the 2×2 (micro-diversity) system. We draw almost the same conclusion as for the 1×2 system. The main difference is that when D is in U_1 , i.e. the SNR saturation zone, the difference between the 2×2 MIMO system ergodic capacity considering the model with communicating AGCs and the one with independent AGCs is higher than the difference for the 1×2 system. For example when $D = 3m$ the difference is about 1.25 for the 2×2 system, however for the 1×2 system it is about 0.5 bps/Hz, as it is shown in Fig. 5.12 and Fig. 5.9. Indeed, summing the signals transmitted from the two transmit antennas at each receive branch leads to very similar received powers on the two branches, thus the AGCs strategies have the same impact.

From Fig. 5.13, we remark that when $D \in U_1$, the 2×2 MIMO system outage capacity of the three models are different. The same conclusion as for the ergodic capacity is drawn here, the difference between the 2×2 outage capacity when independent AGCs are considered and the one with communicating

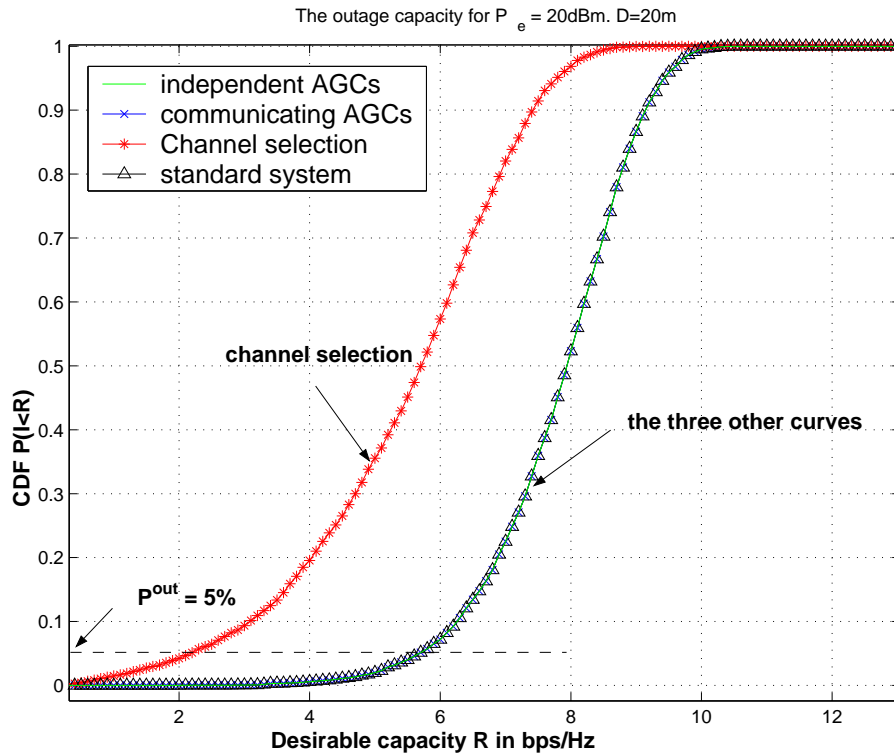


FIG. 5.11 – Comparison between the outage probability curves in the micro-diversity context, for the four 2-antenna receiver RFFE models and for $D = 20\text{m}$ (SIMO case)

AGCs is higher than the 1×2 difference. 2×2 MIMO system when using the communicating AGCs and independent ones, their outage capacities are different. This proves the additional information vs capacity brought by the outage capacity as a performance measure.

5.3.5 Comments on the MIMO model in the micro-diversity context

We have modelled the multiple antenna elements receiver RFFE block, and checked the impact of this model on the ergodic and outage capacities of the 1×2 and 2×2 micro-diversity systems. As a conclusion, we can say that when the distance separating the transmitter and the receiver is sufficiently high, i.e. above a certain threshold, both the standard and the improved models provide the same results. However, when the receiver is closer to the transmitter, the receiver SNR saturates in the realistic model, leading to the capacity saturation, and thus resulting in a more accurate estimate of the performance. However, the use of the classical model in this region results in an over-estimation of the performance.

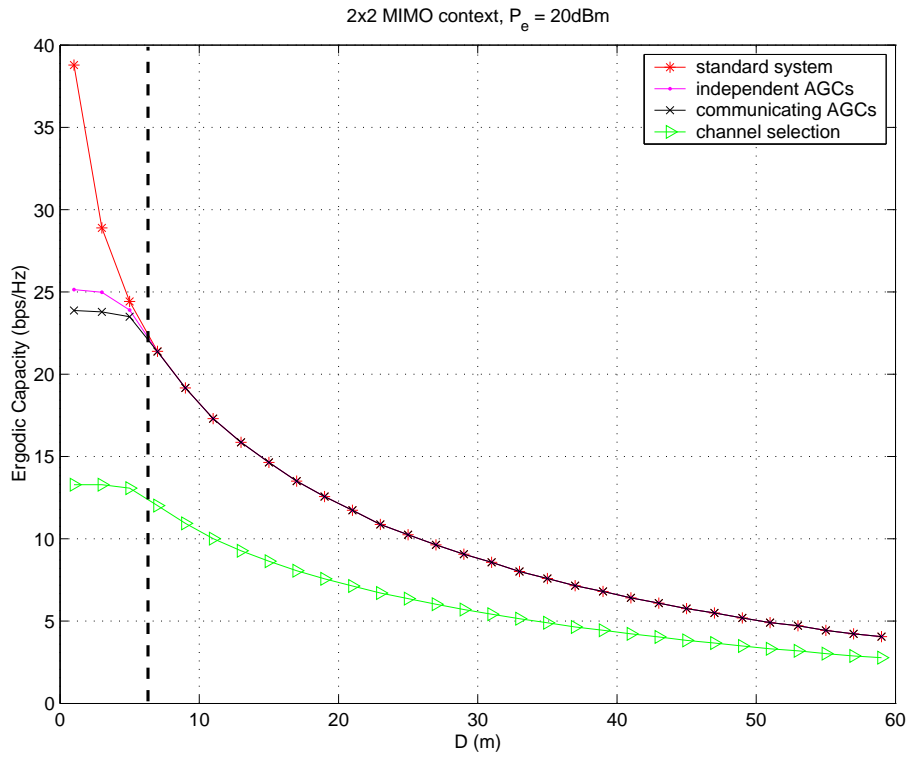


FIG. 5.12 – Ergodic capacity curves for the 2x2 MIMO micro-diverse system with the different 2-antenna receiver RFFE models, compared to the one plotted for the standard system

In addition, when the receiver is closer to the transmitter, the impact of the AGCs strategies on the MIMO system performance, a choice which is generally dictated by practical considerations, is more important when increasing the number of transmit and receiver antennas. This increase is perceptible in terms of both ergodic and outage capacities.

5.4 MIMO systems exploiting macro-diversity

We now focus on macro-diversity systems, when the antennas are dispatched on different mobile terminals. We restrict our simulations to the case where each terminal has a single antenna, i.e. $N_{Tx} = n_T$ and $N_{Rx} = n_R$, and the MIMO macro-diversity system is denoted by $\overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_T} \times \overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_R}$. We concentrate on scenarios where the distances between all the receive (or transmit) mobiles decrease so that we move smoothly from a macro-diversity to a micro-diversity configuration.

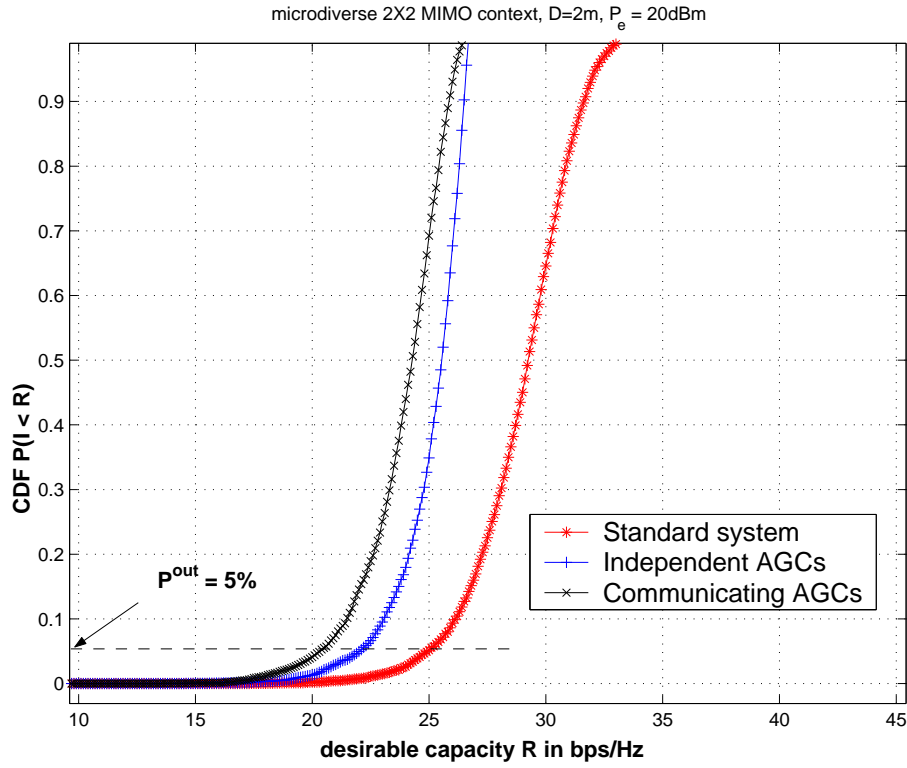


FIG. 5.13 – Comparison between the outage probability curves in the micro-diversity context, for the three 2-antenna receiver RFFE models and for $D=2$ m (2×2 MIMO system).

In the following, the specificities of the macro-diversity SIMO, MISO and MIMO systems are presented, then the simulation results are provided in section 5.5.

5.4.1 $1 \times \overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_R}$ SIMO system

The $1 \times \overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_R}$ SIMO system consists of one transmitter and n_R receivers. To make the notation more convenient, the distance between the transmitter and the i^{th} receiver is denoted by D_i $i = 1 \dots n_R$, and h_i is the corresponding channel fading coefficient. The $1 \times (1, 1)$ MIMO system is depicted in Fig. 5.14.

Note that the channel model used in this chapter does not explicitly take into consideration the distance between the two receivers, but is valid only if their separation is large enough to have decorrelated fadings.

In the SIMO and MISO configurations, the mutual information expression simplifies, so that it can

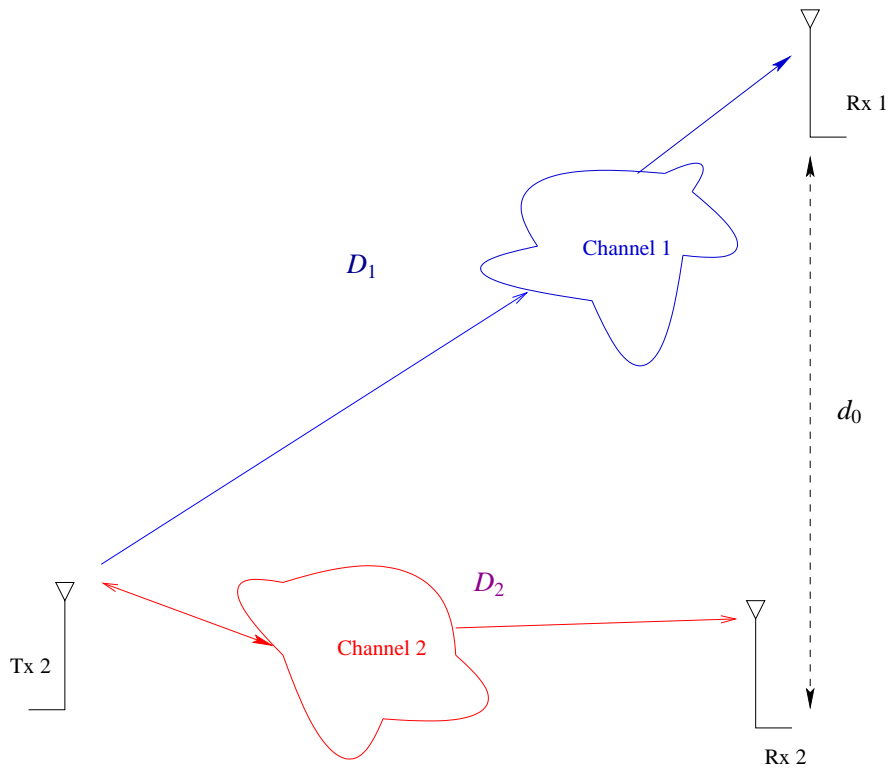


FIG. 5.14 – SIMO transmission system scheme

be directly expressed in terms of the SNR on both links. With reference to (5.14), the system mutual information is given by :

$$I = \log_2 \left(1 + \sum_{i=1}^{N_{Rx}} \frac{P_e |h_i|^2}{N_i} \right) \quad (5.19)$$

Defining $\text{SNR}_i = \frac{P_e |h_i|^2}{N_i}$, $i = 1 \dots N_{Rx}$, the i^{th} receiver instantaneous signal to noise ratio, the system mutual information simplifies to :

$$I = \log_2 \left(1 + \sum_{i=1}^{N_{Rx}} \text{SNR}_i \right) \quad (5.20)$$

The variation of instantaneous SNR_i is described in section 5.2.3 versus the received power P_r^i . The comparison of the capacity of this system to that of the 1x1 system provides information about the additional capacity, brought by the second receiver, in terms of its distance, as it will be shown through the simulation results presented in section 5.5.

5.4.2 $\overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_T} \times 1$ MISO system

The system is now made of n_T transmitters and one receiver. All transmitters have the same total transmit power P_e . Furthermore, the distances separating the receiver from the transmitters are simply denoted by D_i , $i = 1 \dots n_T$. The transmitters are assumed synchronized with the receiver so that the signals arrive to the receiver at the same symbol period.

With reference to (5.14), the MISO system mutual information is given by :

$$I = \log_2 \left(1 + \sum_{i=1}^{n_T} \frac{P_e}{N} |h_i|^2 \right) \quad (5.21)$$

As in the SIMO case, the $\overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_T} \times 1$ MISO system mutual information can be expressed using the instantaneous SNR, now expressed as : $SNR = \sum_{i=1}^{n_T} \frac{P_e |h_i|^2}{N}$.

$(1, 1) \times 1$ MISO system : *Delimiting the receiver surrounding area*

For sake of clarity, we illustrate the relationship between the spatial positions of the transmitters and the totally received power by delimiting the receiver surrounding area with respect to the zones involved in the RFFE model, i.e. when the AGC saturates, when the SNR saturates, and in the nominal AGC zone (linear SNR and linear AGC curve). This question is of importance in this MISO case, since the definition of the regions depend on the total received power (hence on both distance). In the SIMO case, the problem is similar to the SISO case. Consider the $(1, 1) \times 1$ MISO system. The relationship between the two distances D_1 , D_2 and the received power equal to P_r^0 is given by :

$$K_o P_e d_o^\delta (D_1^{-\delta} + D_2^{-\delta}) = P_r^0 \quad (5.22)$$

Thus, we can get the variation of D_1 versus D_2 :

$$D_1 = \left(\frac{P_r^0}{K_o P_e d_o^\delta} - \frac{1}{D_2} \right)^{-\frac{1}{\delta}} \quad (5.23)$$

This equation is used in Fig. 5.15 to plot equal power curves corresponding to the frontiers of the various zones. It is seen that 5 zones can be distinguished : When the couple of distances (D_1, D_2) is in one of the two shaded areas, we assume the transmitted signals are not treated by the receiver since the received power is outside its dynamic range. Note that the zones limits for $D_1 = D_2$ found for $(1, 1) \times 1$ system,

are different from those of the 2x1 system, as presented in table 5.4. This is because the macro-diversity configuration does not include any normalization of the total transmitted signal power, and thus relies on twice the total transmitted power compared to the micro-diversity case. This has been chosen since in the macro-diversity context, batteries feeding the transmitters are not shared.

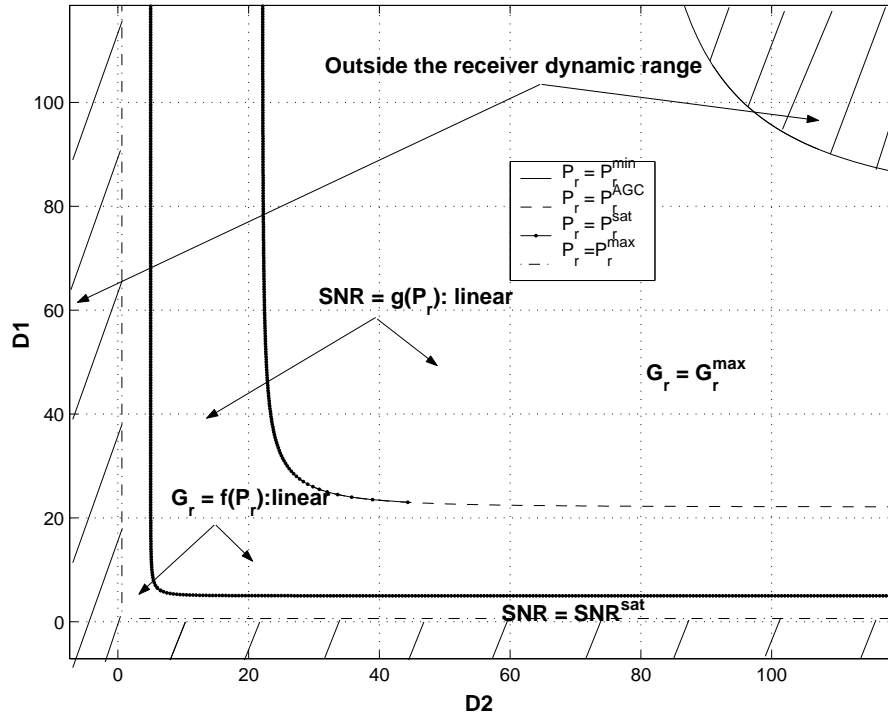


FIG. 5.15 – Delimitation of the receiver surrounding area (MISO case).

TAB. 5.4 – Delimiting distances for the 1x(1,1) and (1,1)x1 systems.

in meter	$D(P_r^{max})$	$D(P_r^{sat})$	$D(P_r^{AGC})$	$D(P_r^{min})$
2x1 syst.	0.6	5	22.1	78
(1,1)x1 syst.	0.8	6.3	27.7	97.7

5.4.3 The $(1,1) \times (1,1)$ MIMO system

We restricted the investigation of the $\overbrace{(1,1,\dots,1)}^{n_T} \times \overbrace{(1,1,\dots,1)}^{n_R}$ MIMO system to the case $n_T = n_R = 2$ in order to limit the complexity of this study. In this case, the system capacity is described by (5.14).

5.5 Simulation results

In this section, we keep the same simulation parameters as considered in section 5.3.4.

5.5.1 $1 \times \overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_R}$ SIMO system

In the following, we investigate the $1 \times \overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_R}$ system, consisting of one transmitter and n_R receivers. Assume D_i the distance separating the i^{th} receiver from the transmitter.

We first investigate the case $n_R = 2$. The 3-D capacity versus the two distances D_1 and D_2 is plotted in Fig. 5.16. In order to have a better idea of the variation of the capacity versus the two distances, we make 2 cuts on the 3-D surface for $D_1 = 1$ m and $D_1 = 57$ m, the resulting curves represent the capacity of the system when one receiver is fixed (at D_1) and the second one is mobile around. It is to note that the resulting capacity curves, plotted in Fig. 5.17, tend to a constant value when the second receiver is moving far away. Intuitively, it should be the system capacity when we have only the fixed receiver. Thus in the following, we compare the $1 \times (1, 1)$ system capacity to the SISO system capacity.

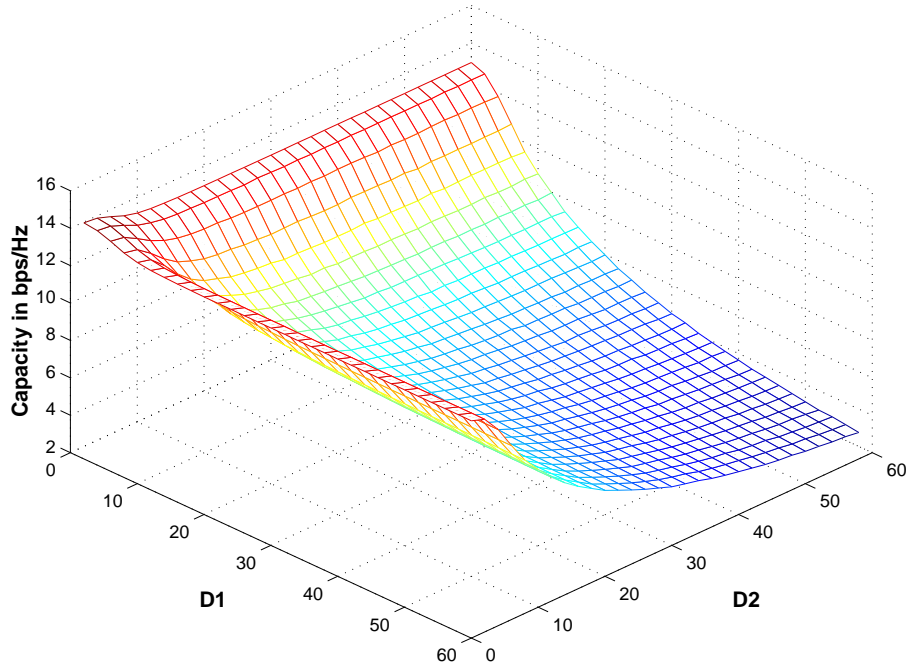


FIG. 5.16 – $1 \times (1, 1)$ system 3 D ergodic capacity versus the distances D_1 and D_2 (SIMO case)

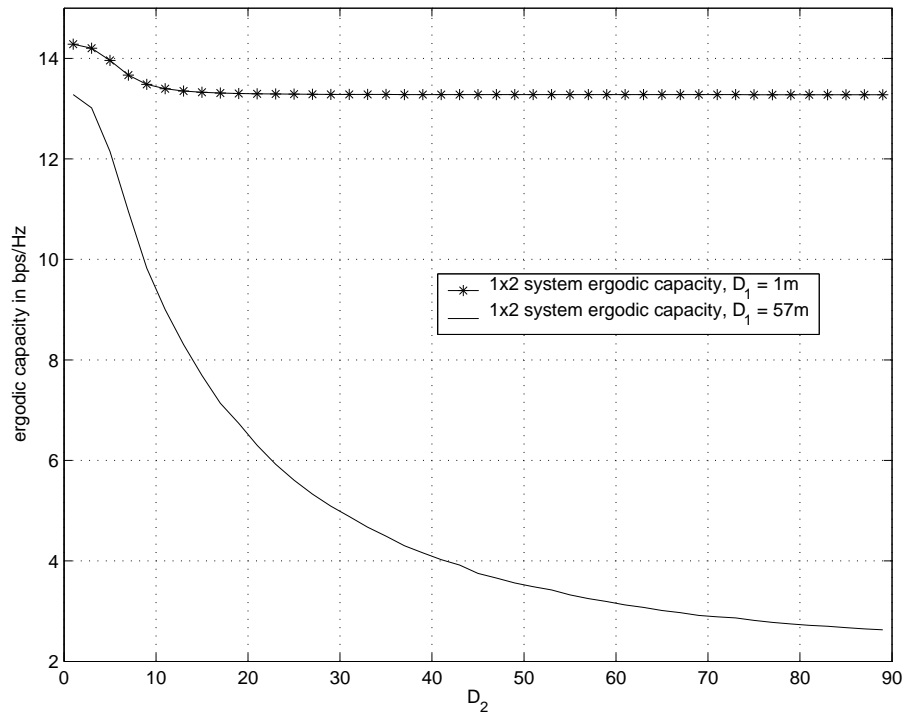


FIG. 5.17 – Making two cuts on the 1x(1,1) 3 D ergodic capacity curve (SIMO case)

Comparing the $1 \times (1,1)$ SIMO system capacity to the SISO system one

Obviously, from Fig. 5.18 and Fig. 5.19, we observe that for a given distance D_1 , when D_2 increases, the capacity reaches a floor value, which is equal to the capacity allowed by the closest antenna. The lower D_1 is, the more rapidly the floor is attained. In other words, adding another antenna is very useful when the closest one is not too close from the transmitter. Indeed, from Fig. 5.18 and Fig. 5.19 the increase in capacity when the added receiver is located 10 m further than the first one is about 0.1 bps/Hz and about 0.8 bps/Hz, for $D_1 = 1\text{ m}$ and for $D_1 = 57\text{ m}$, respectively.

Comparing the $1 \times (1,1)$ SIMO system capacity to the 1×2 SIMO system one

We now compare the 1x2 system when communicating AGCs strategy is used to the 1x(1,1) one in terms of ergodic capacity when $D_1 = D_2 = D$. In the micro-diversity, AGC strategy is considered for its practicality with MRC multi-antenna combining approaches. However, in the macro-diversity, it can not be used, and there, independent AGCs are implemented. Thus, the difference in performance when D_2 is

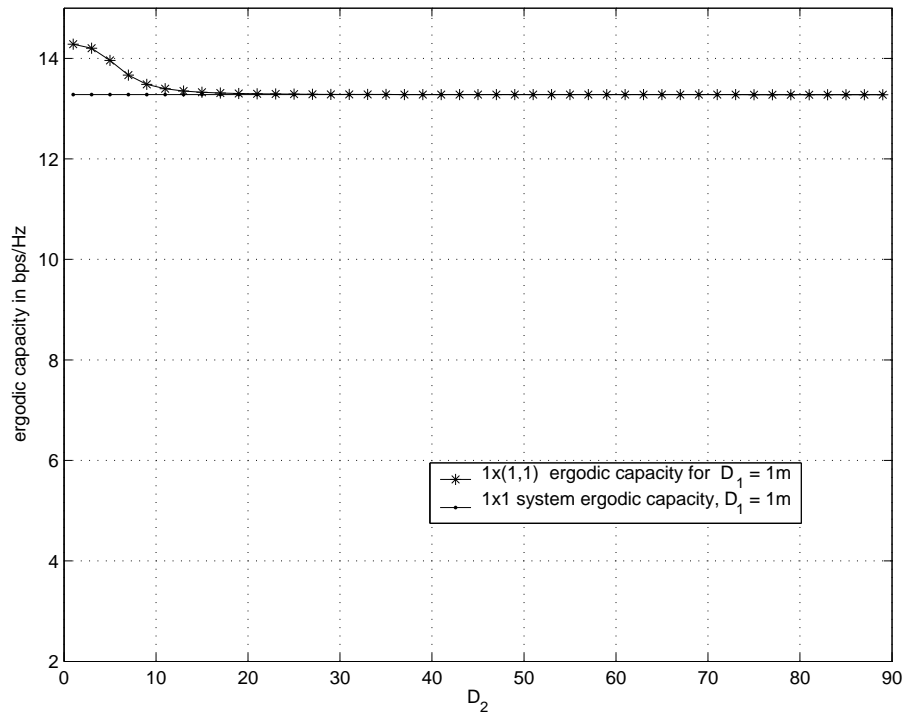


FIG. 5.18 – Comparing the 1x(1,1) system ergodic capacity to the SISO system, for $D_1 = 1$ m

in U_1 , noted from Fig. 5.20, comes from the use of different AGC strategies. It is to note from Fig. 5.20 that the two system have different ergodic capacities when D is in U_1 . For this range of distances, the SIMO system has a higher capacity in the macro-diversity context than in the micro-diversity one. This is due to the AGCs strategy considered. Indeed, in the micro-diversity context when using communicating AGCs, the lowest gain is applied on the two branches. However, in the macro-diversity context, the two gains are independently applied ; they are well adjusted by the AGC for each of the receiving antennas so that higher instantaneous SNRs than in the micro-diversity context, are found at the output of the receivers AGCs. Hence, we deduce that the difference between the two systems is due to the AGC strategy.

$1 \times (1, 1)$ SIMO system when $D_1 + D_2 = \text{constant}$

Fig. 5.21 plots the ergodic capacity variations when $D_1 + D_2 = \text{constant}$, we note that the capacity is minimum when $D_1 = D_2$. Thus, it can be deduced that in the macro-diversity context, it is likely to have higher ergodic capacity than in the micro-diversity one. The advantage of macro-diversity is the

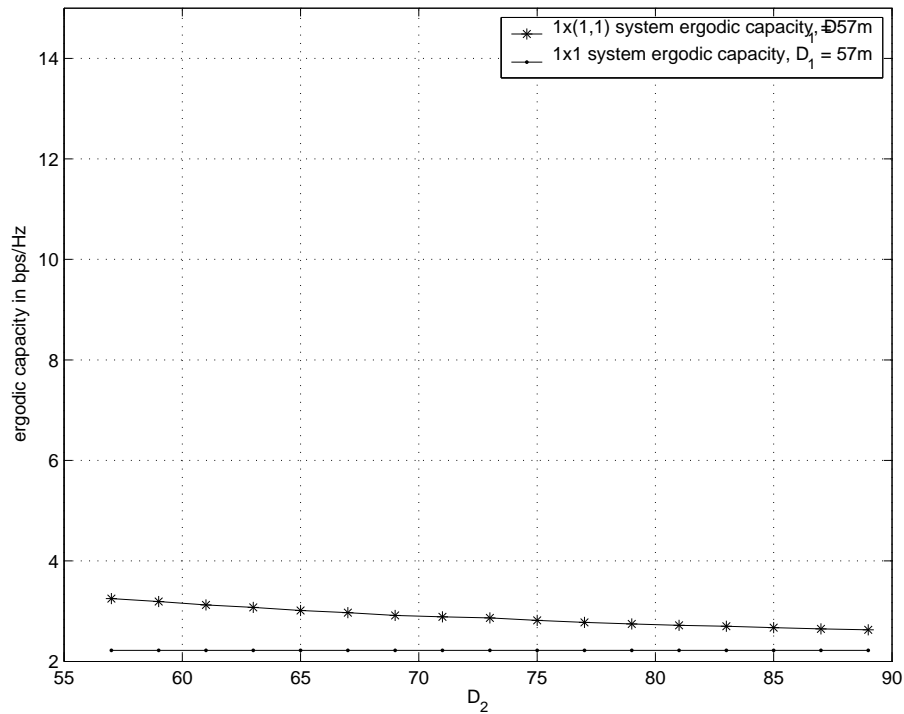


FIG. 5.19 – Comparing the 1x(1,1) system ergodic capacity to the SISO system, for $D_1 = 57$ m

possibility to rely on a second relaying terminal or node to the receiver.

$1 \times \overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_R}$ SIMO system capacity evolution when adding receivers

We now investigate the case $n_R = 30$. In this scenario, we consider one principal receiver located at the nearest position to the transmitter $D_p = 4$ m and additional receivers randomly located in the surrounding area of the transmitter, are successively added to the macro-diversity SIMO system. The purpose of this scenario is to determine what is the maximum distance from the transmitter under which an additional receiver would significantly improve the system capacity.

In Fig. 5.22, the ergodic capacity is plotted versus the distances at which are located the additional receivers. The curve is to be read from the bottom to the top. In our scenario, it is to note that when the additional receiver is located at a distance higher than $D_{threshold} = 20$ m, the ergodic capacity increase is lower than 0.05 bps/Hz. Of course, this value also depends on the distance between the transmitter and the principal receiver.

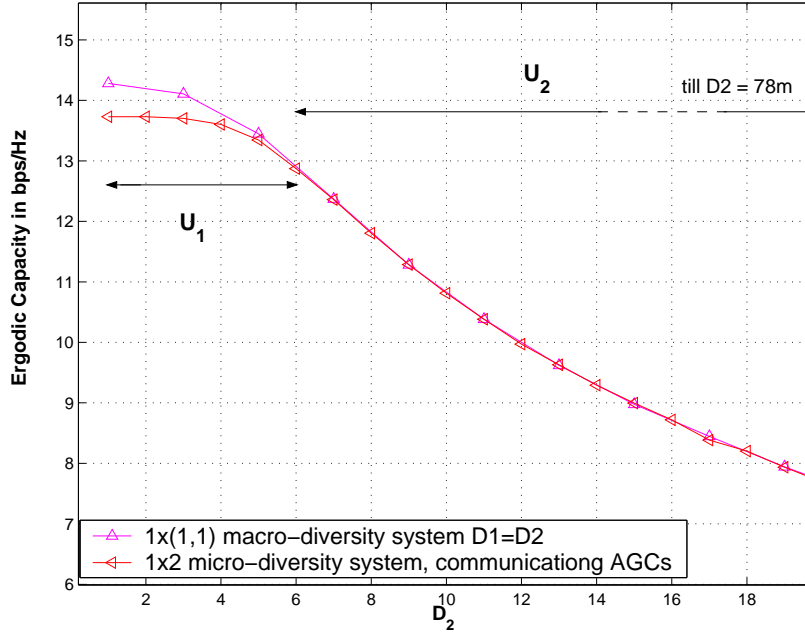


FIG. 5.20 – 1×2 system ergodic capacity, when equal gains are applied on the two branches, compared with the $1 \times (1, 1)$ system one (SIMO case).

Thus, we can conclude that the global system capacity is significantly improved only if the added receiver is located at the transmitter surrounding area.

5.5.2 $\overbrace{(1, 1, \dots, 1)}^{n_T} \times 1$ MISO system

The MISO case represents the down-link of the SIMO system. In the literature, we generally consider that the MISO system has the same capacity global behavior as the SIMO one. In the following we compare the SIMO system to the MISO one when considering the refined receiver RFFE model.

We consider the case $n_T = 2$. Fig. 5.23 compares the $1 \times (1, 1)$ system capacity to the $(1, 1) \times 1$ system one, when $D_1 = D_2 = D$. It is worth noting that the two curves do not match when the received power is in I_1 (the near zone i.e. $D \in U_1$). This is due to the saturation of the SNR in this region. Indeed, in the $(1, 1) \times 1$ system the received power is higher than that of the $1 \times (1, 1)$ system, hence the $(1, 1) \times 1$ system reaches the saturation zone before the $1 \times (1, 1)$ system.

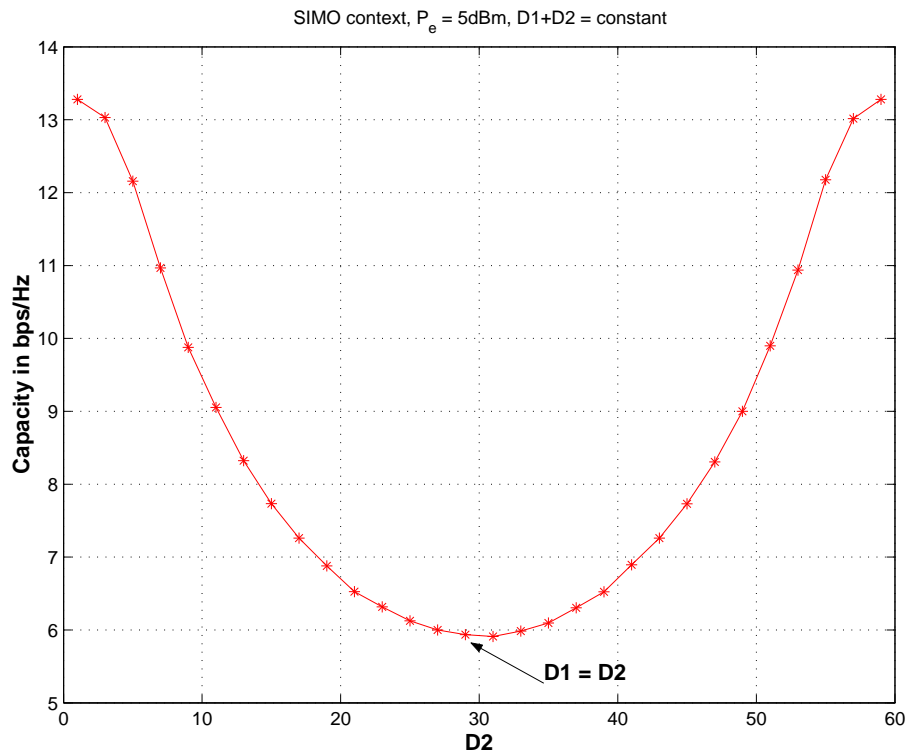


FIG. 5.21 $1 \times (1, 1)$ system ergodic capacity when $D_1 + D_2 = \text{constant}$ (SIMO case)

5.5.3 $(1, 1) \times (1, 1)$ MIMO system

The $(1, 1) \times (1, 1)$ MIMO system can be described by four distances separating transmitters to receivers, thus making the investigation of the ergodic capacity evolution with respect to the system parameters not directly extractable. Therefore, some scenarios have to be defined to fix some distances and study the variation of the capacity versus the other ones.

The impact of adding a second transmitter on the $1 \times (1, 1)$ system ergodic capacity, when the receivers are located in the same place we consider a $1 \times (1, 1)$ system where the two receivers are located in the same place (i.e. this system is equivalent to the 1×2 system when independent AGCs strategy is used) and assume D_1 the distance between the transmitter and the receivers, here considered fixed. Then, we add a second transmitter randomly located at a distance D_2 ($D_2 \geq D_1$) from the receivers, and study its impact on the global system ergodic capacity. In each of Fig. 5.24 and Fig. 5.25, the horizontal curve with dashed line represents the ergodic capacity of $1 \times (1, 1)$ system when the first transmitter is located at $D_1 = 1\text{m}$ and $D_1 = 57\text{m}$, respectively ; And the curve with solid line plots the $(1, 1) \times (1, 1)$ system

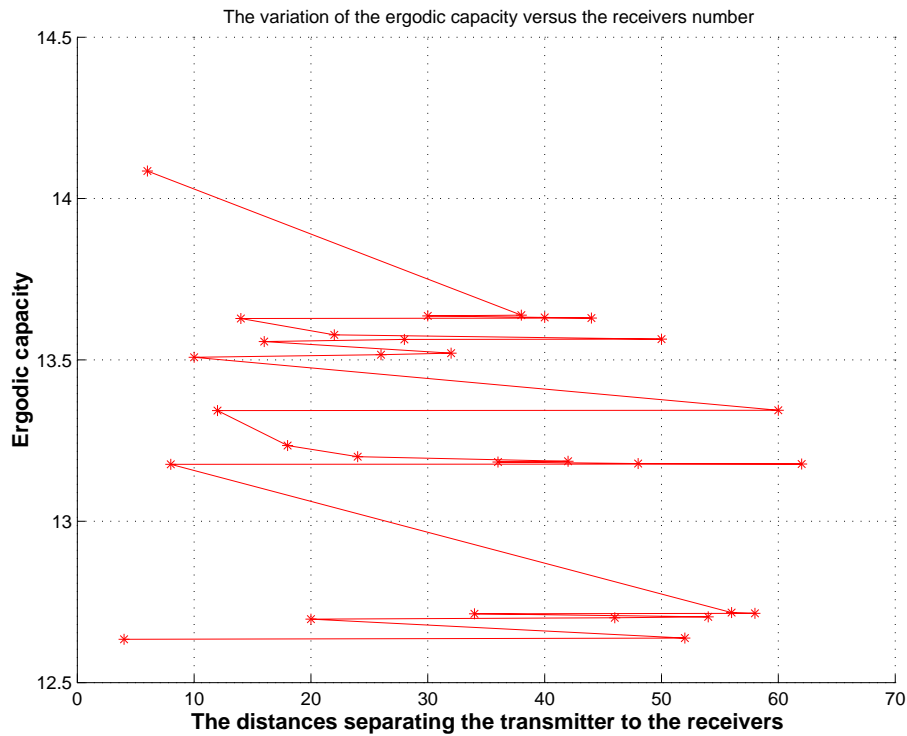


FIG. 5.22 – Ergodic capacity when increasing the number of receivers, for $D_p = 4\text{m}$ and D_i located respectively at the distances $\{52, 20, 46, 54, 34, 58, 56, 8, 62, 48, 36, 42, 24, 18, 12, 60, 10, 26, 32, 16, 28, 50, 22, 14, 44, 40, 30, 38, 6\}$

ergodic capacity. Clearly, when the distance of the second transmitter goes to infinity, the capacity should converge to that of a $1 \times (1, 1)$ SIMO system. This is clearly seen on Fig.5.24, since the convergence is fast, while on Fig. 5.25, it is seen that the impact of the second transmitter extends to a much wider zone.

If we look at the improvement brought by the macro-diversity (adding the second transmitter), we can see that the further the fixed transmitter is, the better is the increase in the global system capacity. For example, for both scenarios when $D_1 = 1\text{ m}$ and when $D_1 = 57\text{ m}$, if the second transmitter is located at $D_2 = 70\text{ m}$, the improvement in ergodic capacity is about 0.16 bps/Hz and about 2 bps/Hz, respectively.

If we look in more details at the near surrounding region of the two receivers, we can note a surprising behavior of the ergodic capacity. As it is shown in Fig. 5.26, starting from the case the two transmitters are located at the same distance $D_1 = D_2$ in U_1 , then one of them starts moving closer the two receivers, the system ergodic capacity decreases. Roughly speaking, this can be explained by the fact that in this region the SNR saturates. This seems to be due to the fact that, when the transmitter is becoming closer to

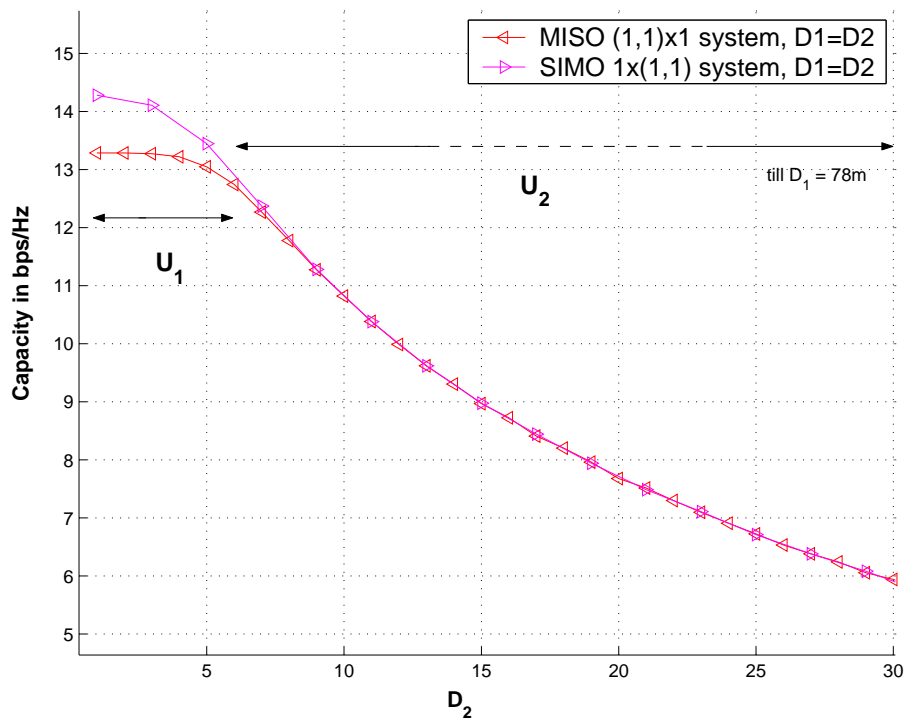


FIG. 5.23 – Comparing the 1x(1,1) system ergodic capacity to the (1,1)x1 system one.

the two receivers, the received power increases consequently thus increasing the introduced noise (since it is proportional to the received power), which causes a decrease in the system ergodic capacity.

The impact of adding a second receiver on the $(1, 1) \times 1$ system ergodic capacity when the transmitters are located in the same place Now, we consider the $(1, 1) \times 1$ system where the two transmitters are located in the same place, D_1 denotes the distance between the transmitters and the receiver. Then, we investigate the impact of adding a second receiver, at a distance D_2 , on the $(1, 1) \times (1, 1)$ system ergodic capacity.

We remark that when $D_2 \geq D_1$, the same conclusions as the precedent scenario are drawn. However, when $D_2 \leq D_1$, the ergodic capacity is seen to increase. This corresponds to a different behavior than the previous scenario, as shown in Fig. 5.27. This difference is mainly due to the fact that in this scenario, the two receivers are reaching saturation at different locations.

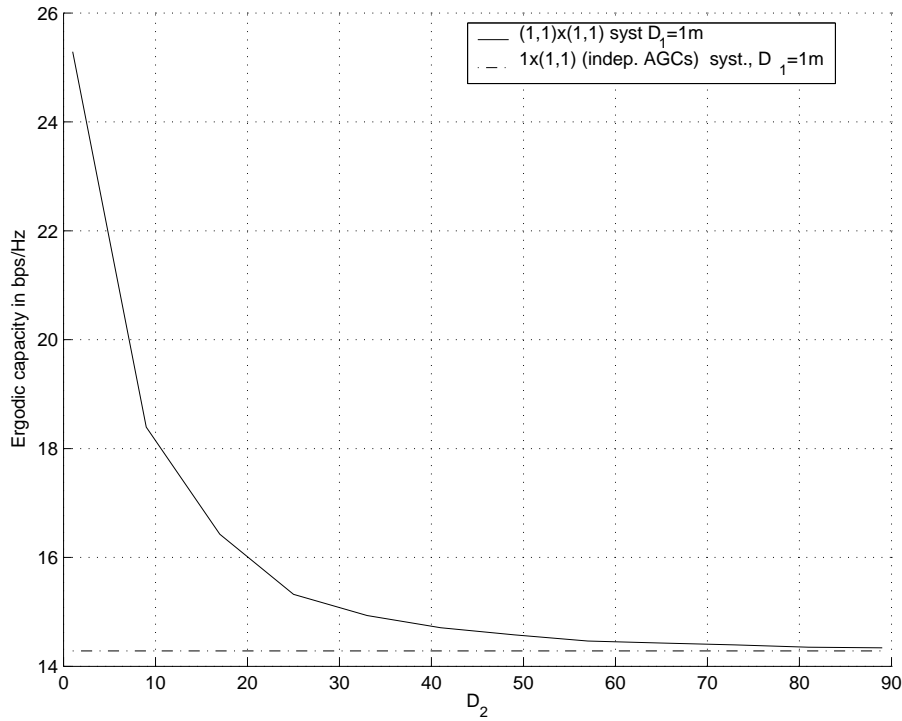


FIG. 5.24 – Comparing the $(1,1) \times (1,1)$ system ergodic capacity, when the 2 receivers are in the same place, with the $1 \times (1,1)$ one for $D_1 = 1$ m

5.5.4 Comments on the macro-diversity scenarios

In the macro-diversity context, we have seen, as expected, that the macro-diversity (i.e. adding a receiver or a transmitter to the MIMO system improves the ergodic capacity. These improvement depends on the distance separating the transmitters to the receivers, and this improvement is more significant in difficult situations, i.e. when the transmitter and the receiver are far away. Obviously, the $(1,1) \times (1,1)$ system ergodic capacity, where the two receivers (respectively, transmitters) are located at the same place) converges to that of the $(1,1) \times 1$ system (respectively, $1 \times (1,1)$ system) when one receiver (respectively, transmitter) is kept fixed and the other one is going far away. We have illustrated that the rapidity of convergence crucially depends on the position of the nearest receiver (respectively, transmitter), and convergence is slower in difficult cases.

On the other hand, we noted a surprising ergodic capacity behavior, when adding a near transmitter to the $1 \times (1,1)$ SIMO system where the two receivers are located at the same place.

We have highlighted that adding one transmitter to the 1×1 system can significantly enlarge the

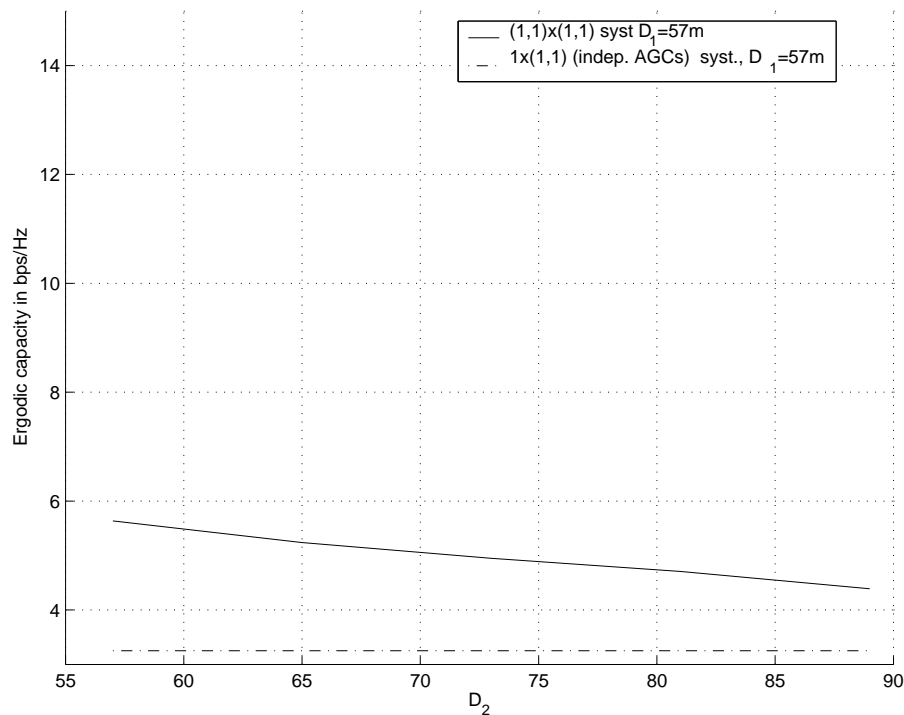


FIG. 5.25 – Comparing the $(1,1) \times (1,1)$ system ergodic capacity, when the 2 receivers are in the same place, with the $(1,1) \times 1$ one for $D_1 = 57$ m

coverage area. Indeed, consider a receiver located outside the coverage area of a single transmitter. Then, the use of a second transmitter situated in the coverage area border of the first one, would make the first receiver detect the signal.

5.6 Conclusions

In this chapter, the evolution of the capacity in both the macro-diversity and micro-diversity contexts have been investigated, with respect to the system parameters such as the distance between the mobile terminals. For both contexts, we have proposed a realistic channel model which involves an accurate model of the receiver radio front-end.

In the micro-diversity context, it was seen that our results are similar to those provided by the model classically used in the literature, when the distance separating the transmitter to the receiver is higher than a given threshold. However, when the distance between the transmitter and the receiver drastically diminishes, the modeled MIMO system ergodic capacity saturates whereas the standard MIMO system

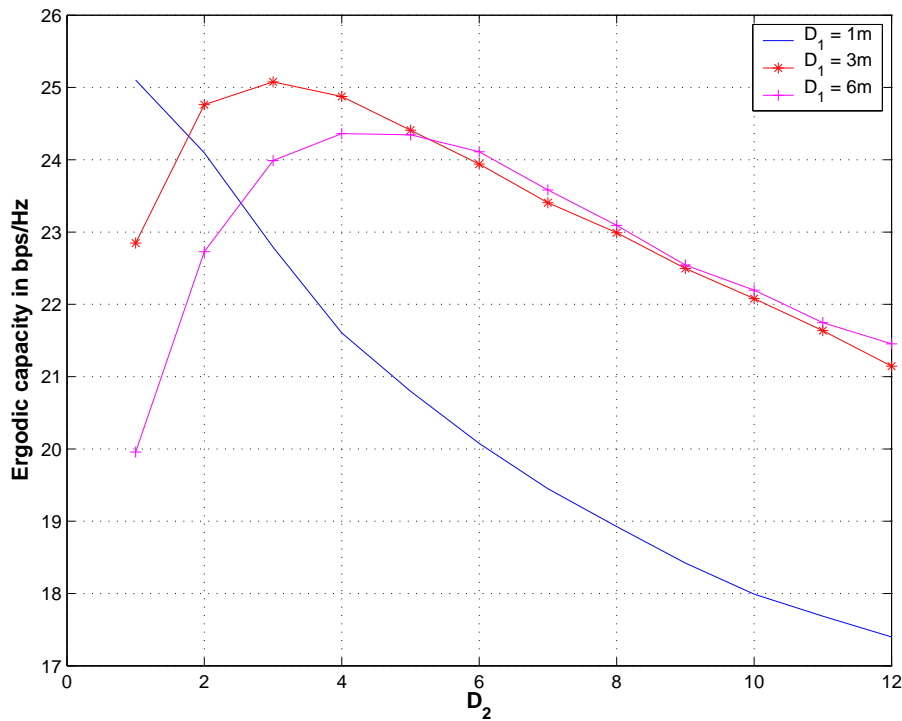


FIG. 5.26 – Capacity behavior in the surrounding region of the two receivers.

one tends to infinity. This new model allows to predict this behavior, which is observed in actual implementations. Furthermore, we have seen that the impact of the AGC strategies is more important when increasing the number of transmit and receiver antennas, in situations where the transmitter is closer to the receiver.

In the macro-diversity situation, it was shown that the coverage area of the SISO system is strongly increased by adding a mobile transmitter. Furthermore, adding a mobile transmitter to the 1x(1,1) SIMO system, composed of one fixed transmitter and two colocated receivers, has different impact on the system ergodic capacity, depending on the distances between the transmitters and the receivers. From a practical point of view, the good news are that macro-diversity is proportionally more useful in difficult situations (when the receivers and the transmitters are far away) than when they are closer. The SNR saturation zone was also shown to be subject to somewhat unexpected phenomena (bringing one antenna closer decreases capacity).

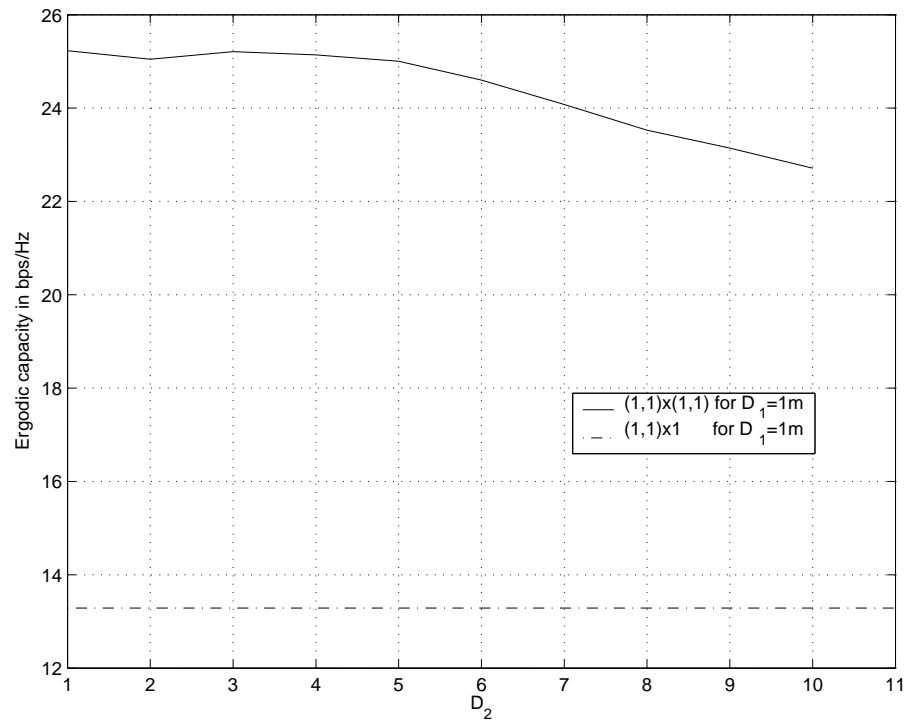


FIG. 5.27 – Capacity behavior in the surrounding region of the two transmitters.

Chapitre 6

Optimal power allocation for parallel regenerative two-relayed wireless transmission

6.1 Introduction

In this chapter, we focus on the second form of cooperative diversity, the *cooperative relaying*. Cooperative relaying is a promising technique that is gaining more and more interest [61, 92, 91] since it allows to reach broader coverage by splitting the communication from the source to its destination into shorter hops. In this way, the power can be distributed between the different terminals, which leads to longer battery life and lower interference introduced to the rest of the network.

The relays can be classified into two categories : regenerative or non-regenerative. A regenerative relay decodes and forwards what it received, while the non-regenerative relay amplifies and forwards what it received. In spite of the increasing number of research works on the relaying transmission [49, 52, 55, 96], the optimal allocation of the radio resources (the transmit power and the bandwidth) between the source and the destination is still an open issue.

The optimal power allocation is an effective way to save the transmit power and improve the system coverage. In addition, it can provide some guidance to the relaying selection algorithm in the real

networks. Hence, an optimal power allocation scheme based on a certain performance criteria is an important issue for relaying the data packets from the source to the destination. In this context, Hasna *et al.* [49] proposed recently an optimal power allocation for serial relayed transmission over Rayleigh fading channels for both the regenerative and non-regenerative relays. In [49], the optimal power allocation is carried in order to minimize the outage probability. They have shown that the regenerative systems outperform non-regenerative systems when both of them are either with or without optimal power allocation. However, they have shown that the non-regenerative systems with optimal power allocation can outperform the regenerative systems with no power allocation. Hence, the importance of optimizing the power allocation. Then, [55] proposed an optimization of the power allocation for non-regenerative one-relayed transmission in order to maximize the maximum channel capacity or SNR. At the same time, [52] investigated the one-relay transmission from the theory information point of view. They have derived upper bounds and lower bounds on the ergodic capacity, then proposed a power allocation algorithm, assuming full duplex mode. But, from a practical point of view, we know that this mode is very expensive in terms of channel resources. Recently, Boyer *et al.* have investigated the optimal power allocation for serial two-relay system for both regenerative and non-regenerative system minimizing the error probability for the binary phase-shift keying (BPSK) modulation. To our knowledge, the power allocation for the parallel two-relay system has not been investigated yet, and furthermore, in all the previous works the comparison between the direct transmission and the relayed one is based on a certain system performance (outage probability, ergodic capacity or BER for the BPSK), but without taking into account that loss in the spectral efficiency due to relaying the information through the intermediate terminals.

In this chapter, we investigate the optimum power allocation for parallel regenerative two-relayed transmission minimizing the bit error rate (BER) under power constraints, when M-QAM modulation is used. Here, the comparison between the direct and the relayed transmission is done for the same spectral efficiency, the same global power budget and the same distance from the source to the destination. Our choice to investigate the parallel two-relayed transmission instead of the serial two-relayed transmission is mainly motivated by the fact that the two-relayed system spectral efficiency is reduced by only a half when using parallel relays and by a third when using serial ones when compared to the direct link spectral efficiency. Indeed, when using parallel relay, the transmission from the source to the destination is done in two times, however when using serial relays it is done in three times.

In order to solve this problem of optimization, we have derived an approximated expression for the parallel two-relayed transmission BER, using the approximated expression of the BER over a Gaussian

channel proposed in [26] for high SNRs. Thus, our results are available for high SNRs and provide a quantitative description of the performance of the relayed transmission compared to the direct one. We show that the two-relayed transmission outperforms the direct one when the power budgets are lower than a certain threshold. Then, the optimal power allocation is shown to provide a non-neglectable gain over the uniform power allocation, especially when at least one of the relayed link from the source to the destination is unbalanced.

The remainder of this chapter is organized as follows. Section 6.2.1 presents the system and channel models under consideration, and formulates the optimization problem. Then, an approximation of the M-QAM BER for the parallel regenerative two-relayed system is derived in section 6.3. Section 6.4 provides the solution to the power allocation problem. Then, some numerical results are given in section 6.5. finally, section 6.6 summarizes the main results.

6.2 Models and problem formulation

6.2.1 System and channel model

We consider a cooperative network using two idled mobile terminals, R_1 and R_2 , to relay the information transmitted by the source S , to the destination D . The intermediate terminals are assumed to be regenerative, i.e. they decode and regenerate the received signal, and they are assumed channel state information (CSI)-assisted. All the terminals considered here are equipped with only one antenna, and are introducing additive white Gaussian noises with the same variances N_0 . Then, the transmitted signal modulation is the M-QAM. Furthermore, we assume that the fading amplitude of the links between the terminals are Rayleigh distributed which variance is given by the path loss. Hence, the signal power is exponentially distributed, and the signal-to-noise ratio (SNR) is exponentially distributed as well. The average SNR of a link can be written as $\bar{\gamma} = \Omega P$, where Ω is a parameter independent of P and contains such parameters as the antenna gains, the path loss, and the noise power, and P is the transmitted power. In this chapter, we consider Friis propagation formula [86], Ω can be given by $\Omega = \epsilon G_t G_r \lambda^2 / (4\pi)^2 N_0 d^\alpha$ where G_t is the transmitter antenna gain, G_r is the receiver antenna gain, λ is the wavelength, d is the separation distance, L is the system loss factor not related to the propagation, $\alpha=2$ for free space and $2 \leq \alpha \leq 3$ in urban environment, and ϵ is a parameter that is added to the model to encapsulate the effect of lognormal shadowing. As shown in Fig. 6.1, Ω_1 and Ω_2 denote the link gains from S to R_1 , and from

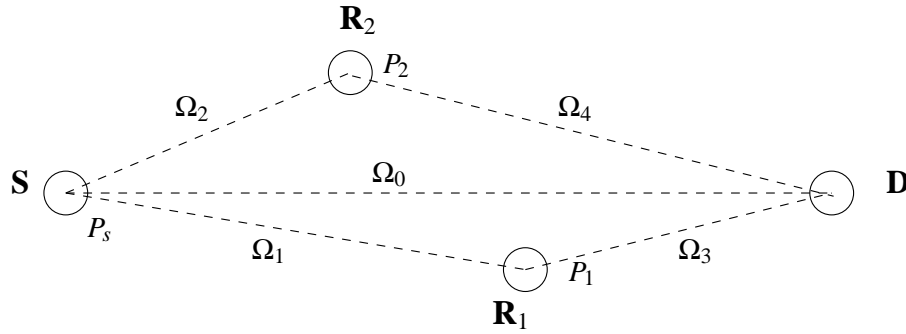


FIG. 6.1 – two-relay regenerative system.

S to R₂, respectively. The link gains from R₁ to D and from R₂ to D are denoted by Ω_3 and Ω_4 , respectively. Then P_s , P_1 and P_2 are respectively the source S transmit power, R₁ transmit power, and R₂ transmit power.

6.2.2 Problem statement

The bit error rate (BER) is an efficient measure of the performance of wireless communication systems. In this chapter, we are interested in designing a power allocation algorithm for R₁ and R₂ that minimizes the bit-error-rate BER_D at the destination subject to two constraints of a total power budget P_T and a maximum power per relay P_{\max} . The total power constraint corresponds to the maximum power that the two relays are allowed to consume for the relaying of a packet from the source to the destination. Then, the maximum power per terminal corresponds to the maximum power that a relay node can provide. Note that we consider the case where the relays do not have to transmit at P_{\max} , thus implying $P_T \leq 2P_{\max}$. Hence, the problem of optimization is formulated as :

$$\begin{aligned} & \min \text{BER}_D \\ \text{subject to } & \begin{cases} P_1 + P_2 = P_T \\ P_i \leq P_{\max} \quad i = 1, 2 \end{cases} \end{aligned} \quad (6.1)$$

In order to make this optimization possible, we assume that there exists a terminal that knows the four links fadings Ω_i and that it will compute the optimal powers and communicate them to the two relays.

6.3 BER approximation for the two-relay regenerative system

In order to obtain the optimal power allocation for the M-QAM modulation, we need an expression for its global BER at the destination, BER_D . BER_D is obtained by averaging the multi-channel conditional BER, $P_b(E/\{\gamma_i\}_{i=0}^4)$, over the joint probability density function of the instantaneous SNR sequence $\{\gamma_i\}_{i=0}^4$, namely, $p_{\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_4}(\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_4)$. In this chapter, $\{\gamma_i\}_{i=0}^4$ are assumed to be statistically independent random variables, i.e. all the hops are assumed independent, then $p_{\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_4}(\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_4) = \prod_{i=0}^4 p_{\gamma_i}(\gamma_i)$, and the averaging procedure results in

$$\text{BER}_D = \underbrace{\int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \dots \int_0^{+\infty}}_{5 \text{ fold}} P_b(E/\{\gamma_i\}_{i=1}^4) \times \prod_{i=0}^4 p_{\gamma_i}(\gamma_i) d\gamma_0 d\gamma_1 \dots d\gamma_4 \quad (6.2)$$

When looking for an approximation of the conditional BER of M-QAM modulation at the destination, $P_b(E/\{\gamma_i\}_{i=0}^4)$, two systems are to be distinguished. In the first one, denoted system with direct link, the destination is receiving the original signal transmitted by the source in addition to the two relayed ones. While, in the second system, denoted without direct link, the destination receives only the two relayed signals, the direct link from S to D is assumed obstructed. Then, in order to find a closed form expression of the conditional BER, we approximate the S to D nonlinear subchannel that includes the regenerative relay R_j , with an equivalent Rayleigh fading channel with the same individual conditional BER $P_{b,j}(E/\gamma_j, \gamma_{j+2})$, $j = 1, 2$. Consequently, we end up with either 3 or 2 Rayleigh fading subchannels between S and D, depending whether the system is with or without direct link. With reference to [95], when coherent multi-channel reception is used, such as the maximum ratio combining (MRC), the conditional BER of the two-relay system when taking into account the direct link writes

$$P_b(E/\{\gamma_i\}_{i=0}^4) = P_b(E/\gamma_0) \prod_{j=1}^2 P_{b,j}(E/\gamma_j, \gamma_{j+2}) \quad (6.3)$$

when the two-relay system is without the direct link, (6.3) simplifies to

$$P_b(E/\{\gamma_i\}_{i=1}^4) = \prod_{j=1}^2 P_{b,j}(E/\gamma_j, \gamma_{j+2}) \quad (6.4)$$

The conditional BER of the subchannel including the regenerative relay R_j , $P_{b,j}(E/\gamma_j, \gamma_{j+2})$ is written as [40]

$$P_{b,j}(E/\gamma_j, \gamma_{j+2}) = P_b(E/\gamma_j) + P_b(E/\gamma_{j+2}) - P_b(E/\gamma_j)P_b(E/\gamma_{j+2}) \quad (6.5)$$

where $P_b(E/\gamma_i)$ ($i = 0, 1, \dots, 4$) is the i^{th} hop conditional M-QAM BER expression for an AWGN channel. In order to obtain the optimal power allocation, we need an expression for the M-QAM BER in AWGN channel that is easily invertible with respect to power. In this chapter, we consider for $P_b(E/\gamma_i)$ the approximated expression provided by curve-fitting method in [26]. The difference of this approximation to the well-known M-QAM AWGN BER expression [81] is found to be within 1 dB for $k \geq 2$ ($k = \log_2(M)$) and $P_b(E/\gamma_i) \leq 10^{-3}$ [26], and $P_b(E/\gamma_i)$ writes

$$P_b(E/\gamma_i) = 0.2 \exp \left[\frac{-1.6\gamma_i}{f(k)} \right], \quad i = 0, 1, \dots, 4 \quad (6.6)$$

where $f(k) = 2^k - 1$. When substituting (6.6) in (6.5), we note that the last term in (6.5) can be neglected, since $P_b(E/\gamma_i)$ is on the order of 10^{-3} , the product $P_b(E/\gamma_j)P_b(E/\gamma_{j+2})$ is on the order of 10^{-6} . Thus, $P_{b,j}(E/\gamma_j, \gamma_{j+2})$ can be approximated by

$$P_{b,j}(E/\gamma_j, \gamma_{j+2}) \approx P_b(E/\gamma_j) + P_b(E/\gamma_{j+2}), \quad j = 1, 2 \quad (6.7)$$

Finally, substituting $P_{b,j}(E/\gamma_j, \gamma_{j+2})$ in (6.3) provides the following formula

$$\begin{aligned} \text{BER}_D = & \text{BER}(\bar{\gamma}_0)[\text{BER}(\bar{\gamma}_1)\text{BER}(\bar{\gamma}_2) + \text{BER}(\bar{\gamma}_1)\text{BER}(\bar{\gamma}_4) \\ & + \text{BER}(\bar{\gamma}_2)\text{BER}(\bar{\gamma}_3) + \text{BER}(\bar{\gamma}_3)\text{BER}(\bar{\gamma}_4)] \end{aligned} \quad (6.8)$$

where

$$\begin{aligned} \text{BER}(\bar{\gamma}_i) &= \int_0^\infty P_b(E/\gamma_i) p_{\gamma_i}(\gamma_i) d\gamma_i \\ &= 0.2 \left[1 + \frac{1.6\bar{\gamma}_i}{f(k)} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (6.9)$$

since γ_i is Rayleigh distributed, we have used that $p_{\gamma_i}(\gamma_i) = 1/\bar{\gamma}_i \exp \left[\frac{-\gamma_i}{\bar{\gamma}_i} \right]$.

When substituting (6.9) in (6.8), we deduce clearly that BER_D is a convex function. Then, since all the constraints are linear, they form a convex set. Thus, the problem formulated in (6.1) is a convex problem which means it has a unique global solution.

6.4 Optimal power allocation

Considering the average BER expression given in (6.9), the problem of optimization (6.1) is equivalent to

$$\begin{aligned} \min & [\text{BER}(\bar{\gamma}_1) + \text{BER}(\bar{\gamma}_3)]\text{BER}(\bar{\gamma}_4) + \text{BER}(\bar{\gamma}_2)\text{BER}(\bar{\gamma}_3) \\ \text{subject to} & \begin{cases} P_1 + P_2 = P_T \\ P_i \leq P_{\max}, \quad i = 1, 2 \end{cases} \end{aligned} \quad (6.10)$$

as P_s is constant, then $\text{BER}(\bar{\gamma}_i)$, $i = 0, 1, 2$ are constant as well. It is to note that either the direct transmission is considered or not in the two-relayed transmission system, the problem of optimization provide the same solution, since the average BER of the direct link $\text{BER}(\bar{\gamma}_0)$ is constant.

We first neglect the second constraint in order to simplify the optimization problem. Using Lagrange multiplier minimization method, the modified objective function can be written as

$$\begin{aligned} J(P_1, P_2) = & [\text{BER}(\bar{\gamma}_1) + \text{BER}(\bar{\gamma}_3)]\text{BER}(\bar{\gamma}_4) \\ & + \text{BER}(\bar{\gamma}_2)\text{BER}(\bar{\gamma}_3) - \lambda(P_1 + P_2 - P_T) \end{aligned} \quad (6.11)$$

which upon taking its derivative and solving leads to the optimal solution given in (6.12),

$$\begin{aligned} P_1^*(\Omega_3, \Omega_4) &= \frac{-\mu(\Omega_3, \Omega_4) - \delta(\Omega_3, \Omega_4)}{2\alpha(\Omega_3, \Omega_4)} \\ P_2^*(\Omega_3, \Omega_4) &= P_T - P_1^* \end{aligned} \quad (6.12)$$

where

$$\alpha(\Omega_3, \Omega_4) = \beta^2[\Omega_4^2 - K(\Omega_3, \Omega_4)\Omega_3^2] \quad (6.13)$$

$$\begin{aligned} \mu(\Omega_3, \Omega_4) &= -\beta[2\Omega_4 + \text{BER}(\bar{\gamma}_2)\Omega_4/0.2 \\ &\quad + K(\Omega_3, \Omega_4)(2\Omega_3 + \text{BER}(\bar{\gamma}_1)\Omega_3/0.2)] \\ &\quad + 2\beta^2 P_T \Omega_4^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \nu(\Omega_3, \Omega_4) &= 1 + \beta^2 P_T^2 \Omega_4^2 + \text{BER}(\bar{\gamma}_2)(1 + \beta P_T \Omega_4)/0.2 \\ &\quad - K(\Omega_3, \Omega_4)[1 + \text{BER}(\bar{\gamma}_1)/0.2] + 2\beta P_T \Omega_4 \end{aligned}$$

$$\delta(\Omega_3, \Omega_4) = \sqrt{\mu(\Omega_3, \Omega_4)^2 - 4\alpha(\Omega_3, \Omega_4)\nu(\Omega_3, \Omega_4)}$$

$$K(\Omega_3, \Omega_4) = \frac{\text{BER}(\bar{\gamma}_1)\Omega_4}{\text{BER}(\bar{\gamma}_2)\Omega_3}, \text{ and } \beta = \frac{1.6}{f(k)}$$

Now, if the solution in (6.12) gives a power allocation that exceeds P_{\max} on either relay, clipping is applied and the rest available power is added to the other relay. Assume P_1^* was clipped, then $P_T -$

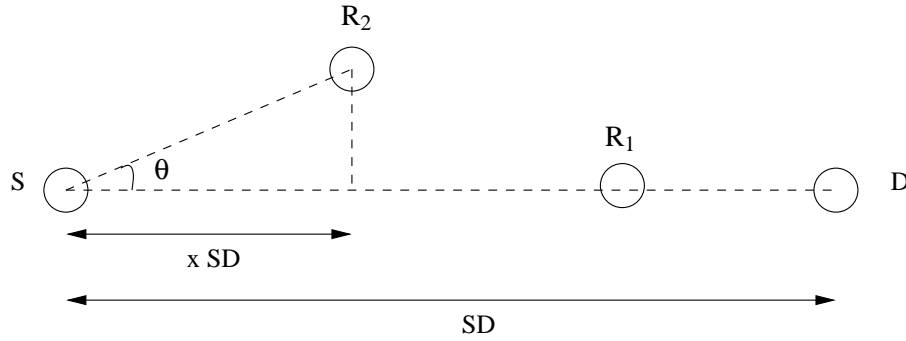


FIG. 6.2 – two-relay system scheme.

$P_{max} - P_1^*$ is applied on R_2 . Note that the introduction of clipping preserves the optimality of the solution presented in (6.12) since the Karush-Kuhn-Tucker (KKT) condition is satisfied [10]. Hence, taking the clipping into account, the solution in (6.12) can be modified to (6.14).

$$P_{1,clip}^*(\Omega_3, \Omega_4) = \begin{cases} P_{max} & \text{if } \mu(\Omega_3, \Omega_4) + \delta(\Omega_3, \Omega_4) \geq -2\alpha(\Omega_3, \Omega_4)P_{max} \\ P_1^*(\Omega_3, \Omega_4) & \text{if } \mu(\Omega_3, \Omega_4) + \delta(\Omega_3, \Omega_4) \leq -2\alpha(\Omega_3, \Omega_4)P_{max} \\ & \text{and if } \mu(\Omega_4, \Omega_3) + \delta(\Omega_4, \Omega_3) \geq -2\alpha(\Omega_4, \Omega_3)P_{max} \\ P_T - P_{max} & \text{if } \mu(\Omega_4, \Omega_3) + \delta(\Omega_4, \Omega_3) \leq -2\alpha(\Omega_4, \Omega_3)P_{max} \end{cases} \quad (6.14)$$

Then P_2^* is solved by using $P_2^* = P_T - P_1^*$.

6.5 Numerical examples

In the following examples, we assume that the source S , the relay R_1 and the destination D are placed on a straight line, and the relay R_2 is on a perpendicular line to (SD) and on the line making an angle θ with (SD) , as shown in Fig. 6.2. θ is, here, varying in $[-\pi/2, \pi/2]$. Furthermore, all the links are assumed affected by the same shadowing environment following the simple model proposed, $\alpha = 3$. In this case, we have

$$\Omega_0 = \Omega_3 / (1 + \Omega_3 / \Omega_1)^{1/3} \quad (6.15)$$

$$\Omega_2 = \Omega_3 \cos(\theta)^3 / (1 + \frac{\Omega_3^{-1/3}}{\Omega_1})^3 \quad (6.16)$$

$$\Omega_4 = \frac{\Omega_3}{(1 + \frac{\Omega_3^{-1/3}}{\Omega_1})^3 ((1-x)^2 + x^2 \tan(\theta)^2)^{3/2}} \quad (6.17)$$

Then, the maximum power per relay is fixed to $P_{max} = \frac{2}{3}P_T$ and for a fair comparison of the two-relay system with the direct link system performance, the source power of the latter is given by $P_s + P_T$. The value given for P_s is chosen so that the Gaussian BER approximation made in [26] ($BER \leq 10^{-3}$) is available. Furthermore, it is to note that since the proposed scheme is uncoded then the numerical results provide a qualitative comparison between the two-relayed transmission and the direct one, when either the optimum or the uniform power allocation is used.

Obviously, the relayed transmission introduces a reduction by a half of the global system spectral efficiency since the nodes are transmitting on orthogonal channels either in time or frequency domain. For a fair comparison between the direct and the relayed transmission, it is necessary to have the same spectral efficiency. Hence, In order to compensate for this loss in spectral efficiency, we increase the modulation order and investigate its effect on the two-relay system performance. For example, to have a spectral efficiency of 2 bps/Hz, the direct transmission uses the 4-QAM modulation while the relayed transmission uses the 16-QAM. In all the following, the two-relayed transmission system considered here is without the direct link, since the optimal power allocation provides the same solution for both of the two-relayed transmission systems either with or without the direct link.

Fig. 6.3 shows the advantage of using two-relayed over direct transmission, even without power optimization for a spectral efficiency of 2 bps/Hz. This advantage is guaranteed when the total power P_T is under a certain threshold $P_{T,0}$. In this domain ($P_T \leq P_{T,0}$), it is to note that the use of the power optimization compared to the uniform power allocation policy reduces the average BER. Which implies that the same average BER performance can be reached with less power. This reduction in the used power induces less interference to the other nodes. While, the direct transmission outperforms the relayed transmission when $P_T \geq P_{T,0}$. In this context ($P_T \geq P_{T,0}$), we note that the average BER of the relayed transmission converges to a constant value, however the direct transmission average BER continues decreasing. This limitation in the relayed transmission BER decrease is explained by the constance of the BERs of the hops from the source to the relays, $BER(\tilde{\gamma}_1)$ and $BER(\tilde{\gamma}_2)$, since they are independent of the increase of the total power P_T . Furthermore, we note that when increasing the system spectral efficiency, the threshold, $P_{T,0}$, is quite decreasing. From a practical point of view, the relays are assumed to cooperate with small powers. Thus, the total transmit power would be generally smaller than $P_{T,0}$, and we can deduce that the relayed transmission can outperform the direct transmission for small power budgets, without any loss in the spectral efficiency.

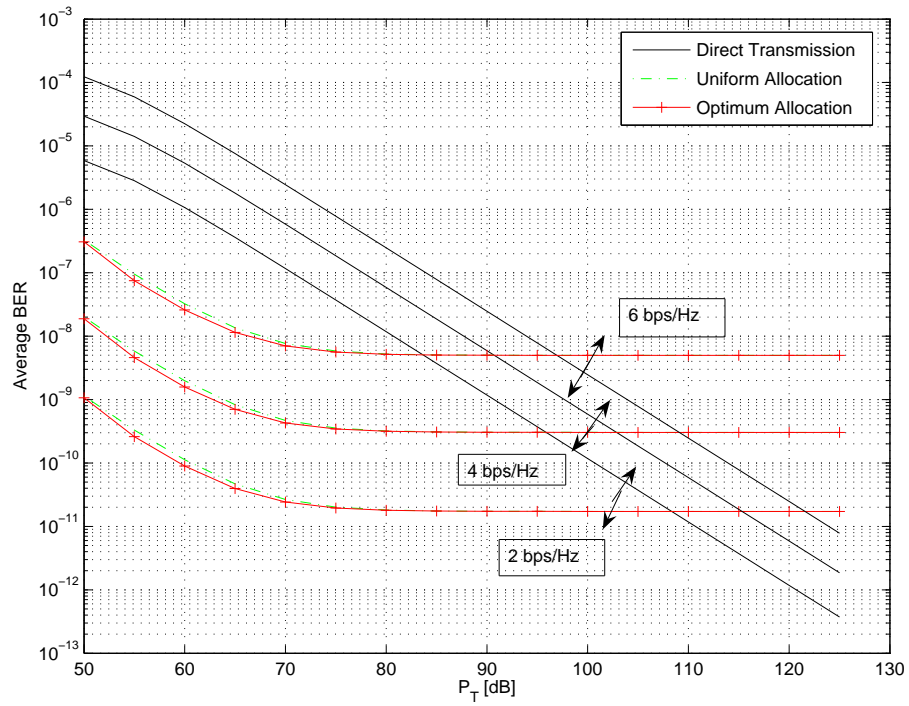


FIG. 6.3 – Variation of the average BER versus P_T when increasing the system spectral efficiency, for $\Omega_1 = 1$, $\Omega_3 = 10$, $\Omega_2 = 20.38$, $\Omega_4 = .75$ and $P_T \geq P_s$

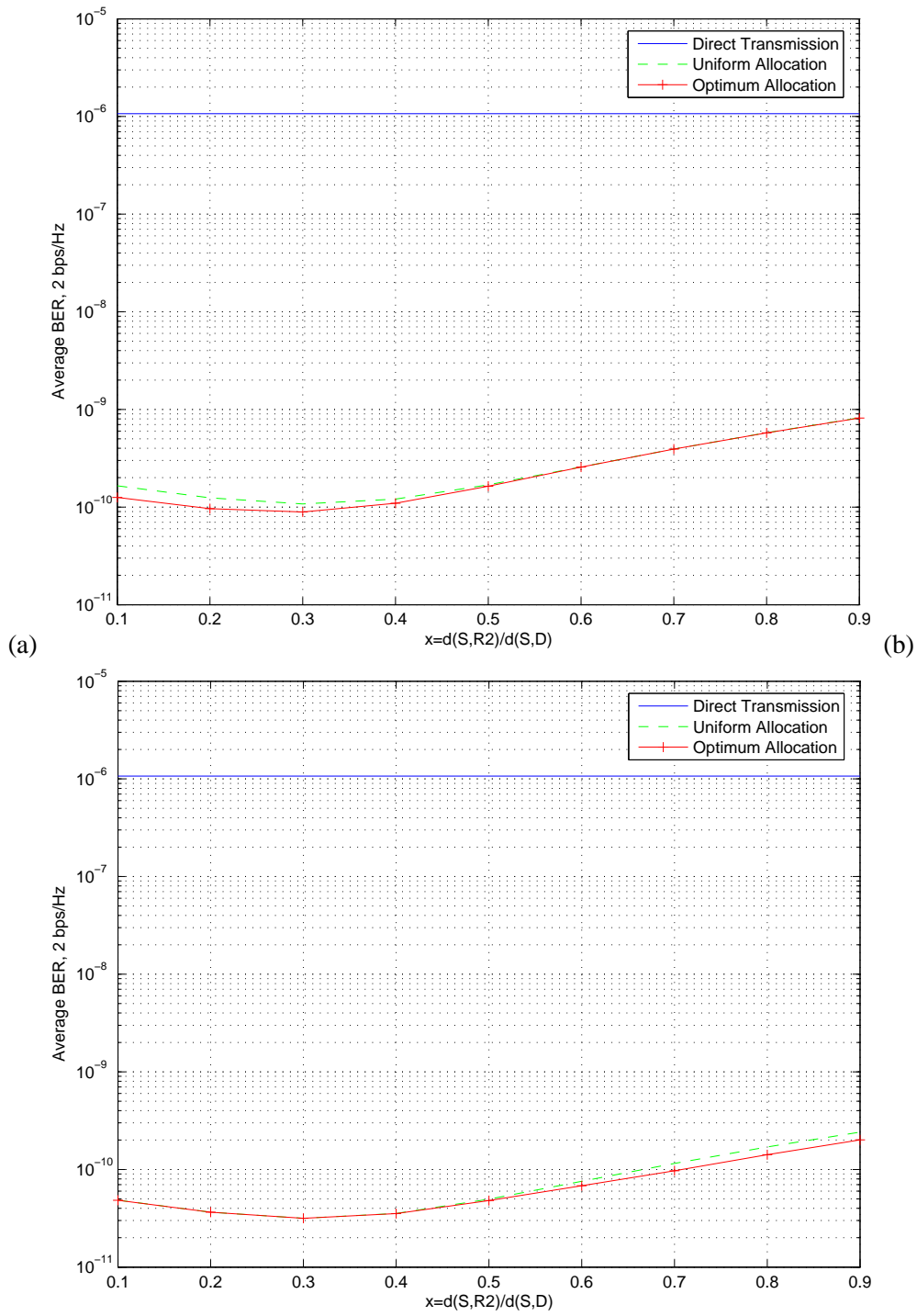


FIG. 6.4 – Impact of the optimal power allocation on the system performance when varying x ($P_T = 60$ dBm $P_s = 50$ dBm) : (a) $\Omega_1 = 1, \Omega_3 = 10$, (b) $\Omega_1 = 10, \Omega_3 = 1$.

Fig. 6.4 (a) and Fig. 6.4 (b) compare the average BER of the relayed transmission, either the optimal or the uniform power allocation is applied, with the average BER of the direct transmission when varying the position of R_2 on (SD), for a given position of R_1 satisfying $(\Omega_1, \Omega_3) = (1, 10)$ and $(\Omega_1, \Omega_3) = (10, 1)$, respectively. These figures are plotted for $P_s \leq P_T$: $P_s = 50$ dBm and $P_T = 60$ dBm. This comparison is done for a constant spectral efficiency of 2 bps/Hz. We note that the relayed transmission outperforms the direct one. Furthermore, the relayed transmission provides a BER as smaller as R_2 is nearer the source. Then, the worst BER is found when the two relays are near the destination.

In addition, we note that the use of the optimal power allocation provides a gain over the uniform power allocation, especially when one relay is near the source and the other one is near the destination, which means that the use of the optimum power allocation is useful when the two relayed links are unbalanced. Hence, the optimum power allocation is practically efficient when at least one of the relayed links is unbalanced. Otherwise, the uniform power allocation is sufficient to make the relayed transmission better than the direct one.

However when we consider the case where $P_s \geq P_T$, Fig. 6.5 (a) and Fig. 6.5 (b) plot the variation of the BER for $P_s = 60$ dBm and $P_T = 50$ dBm, when the second relay R_2 is moving on (SD) and the first relay R_1 is located at a fixed place satisfying $(\Omega_1, \Omega_3) = (1, 10)$ and $(\Omega_1, \Omega_3) = (10, 1)$, respectively. We note that in this context the BER is as smaller as the two relays are nearer the destination.

Hence, depending on the power budget allocated to the relays with comparison to the source transmit power, the best position for the relays could be near the source when $P_s \leq P_T$ and near the destination when $P_s \geq P_T$.

Then, Fig. 6.6 shows the impact of varying θ on the two-relayed transmission performance when P_T is a little smaller than the threshold $P_{T,0}$ ($P_T = 95$ dBm and $P_{T,0} = 108$ dBm), for a spectral efficiency of 2 bps/Hz. Note that the two-relayed transmission BER is strongly affected by the exact position of the second relay when P_T is near the threshold $P_{T,0}$. However, when P_T is very smaller than $P_{T,0}$, the two-relayed transmission BER is slightly affected by θ , as shown in Fig ; 6.7. Then, the plotted histograms confirm that when the relays are near the source, it is more probable that the relayed transmission outperforms the direct one for $P_T \geq P_s$.

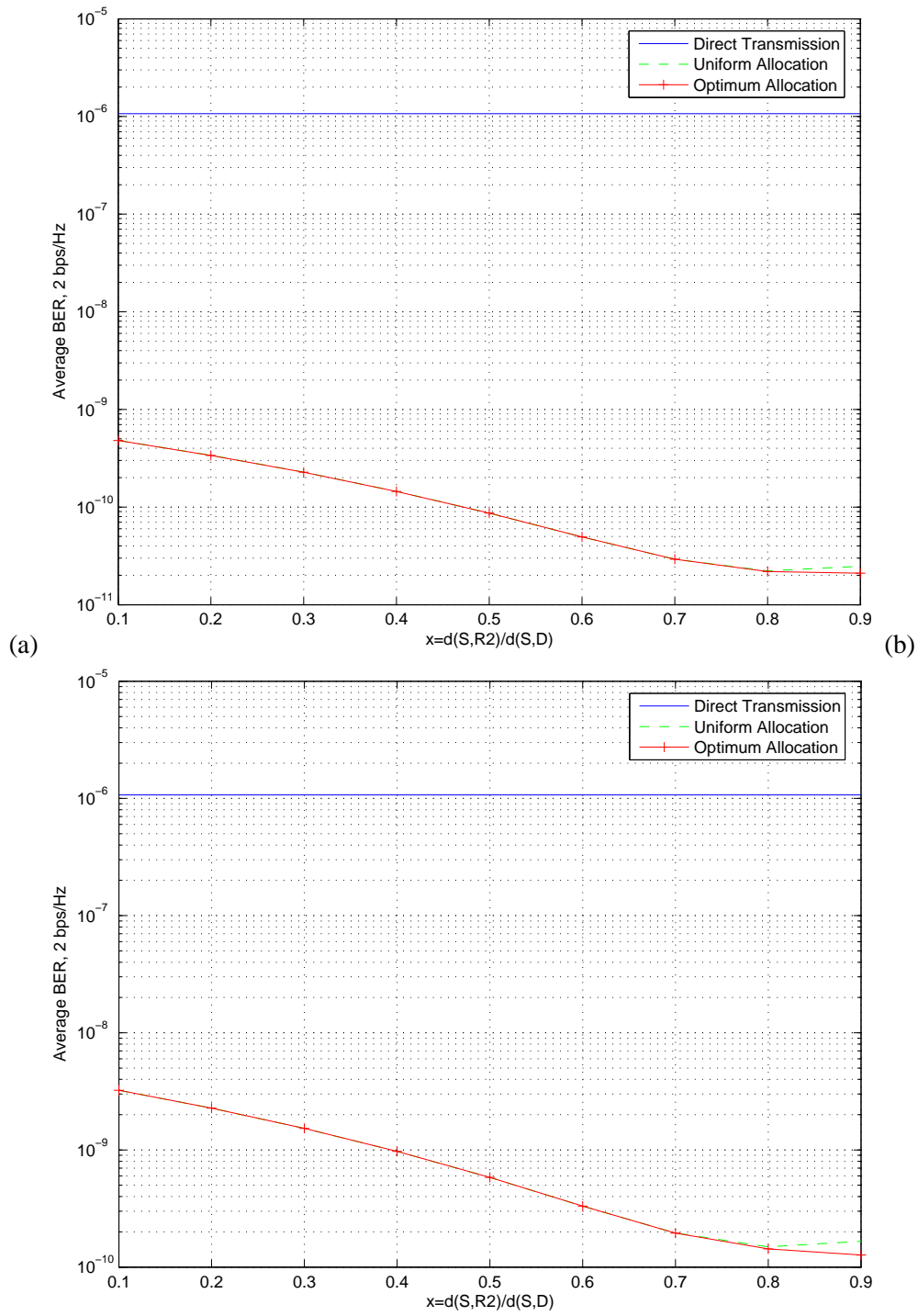


FIG. 6.5 – Impact of the optimal power allocation on the system performance when varying x ($P_T = 50$ dBm $P_S = 60$ dBm) : (a) $\Omega_1 = 1, \Omega_3 = 10$, (b) $\Omega_1 = 10, \Omega_3 = 1$.

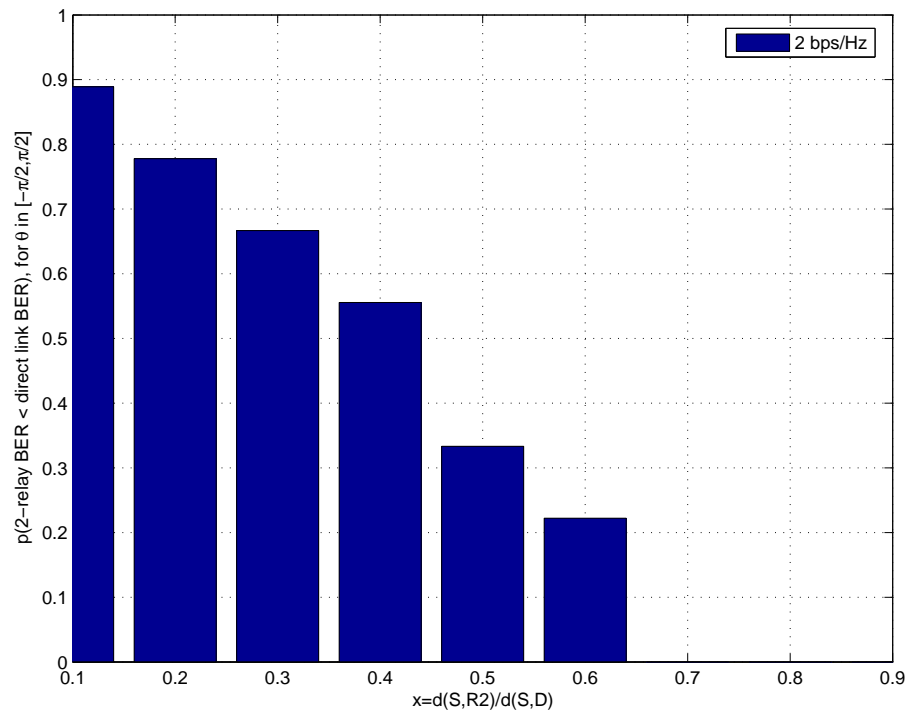


FIG. 6.6 – Impact of varying θ on the two-relayed transmission BER compared to the direct one for $\Omega_1 = 1$, $\Omega_3 = 10$, $P_s = 50$ dBm, and $P_T = 95$ dBm

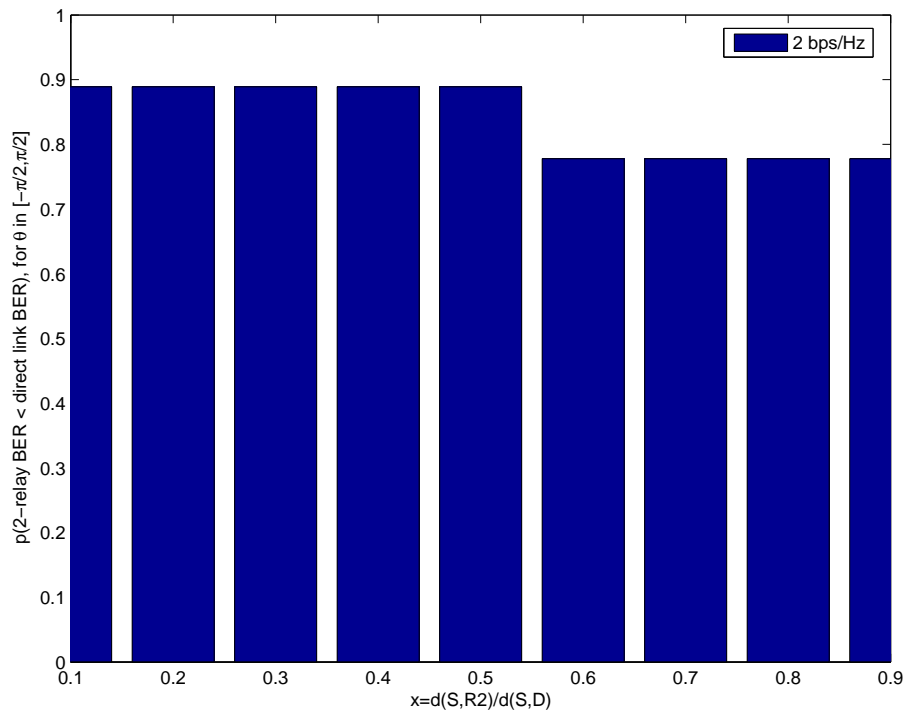


FIG. 6.7 – Impact of varying θ on the two-relayed transmission BER compared to the direct one for $\Omega_1 = 1$, $\Omega_3 = 10$, $P_s = 50$ dBm, and $P_T = 75$ dBm

6.6 Conclusion

In this chapter, the parallel regenerative two-relayed transmission is investigated in the noise limited context when the systems are operating over orthogonal channels. Then, the problem of power allocation between the two relays is formulated and solved. Numerical results show that for the same spectral efficiency, the two-relayed transmission outperforms the direct one when the total power allocated between the two relays is under a certain threshold. Furthermore, the gain of the two-relayed transmission over the direct one is more important when the relays are near the source when the source transmit power is lower than the power budget allocated to the relays and otherwise, when the source transmit power is higher than the power budget allocated to the relays, this gain is as higher as the relays are nearer the destination. They also show that the optimum power allocation outperforms the uniform one when the links are highly unbalanced, and that the relayed transmission even with uniform power allocation can outperform the direct one.

Conclusions et Perspectives

Chapitre 7

Conclusions et perspectives

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'étude des performances des systèmes de communication sans-fils exploitant micro- et macro- diversité spatiale. En particulier, nous nous sommes focalisés sur deux axes de recherche. Nous avons, d'une part, proposé des modèles réalistes des canaux de transmission MIMO. D'autre part, nous avons proposé de nouveaux codes espace- temps- fréquences adaptés aux systèmes MIMO de micro-diversité, et un algorithme d'allocation de puissance afin de bien exploiter la diversité de coopération dans un canal à relais.

Dans la première partie, nous avons étudié les systèmes MIMO de micro- diversité, utilisant la modulation OFDM. En effet, la modulation OFDM s'est avérée être une technique bien adaptée lorsque les terminaux sont équipés d'antennes multiples. Dans ce contexte, c.-à-d. systèmes MIMO utilisant la modulation OFDM, nous avons proposé un modèle de canal réaliste prenant en compte les vraies valeurs des retards de propagation des trajets multiples. Ce modèle prend également en considération les angles d'arrivées sur le récepteur et les corrélations des signaux à la réception, dûes aux réflecteurs multiples présents entre l'émetteur et le récepteur. Nous avons montré que le fait de considérer les vrais retards de propagation a un effet sur les performances du système en termes de capacité déterministe et de capacité de coupure pour les systèmes SISO ; et en termes de capacité ergodique, et de coupure pour les systèmes MIMO. Ainsi lors de la conception de systèmes de communication nécessitant des connaissances exactes sur les performances en termes de capacité, l'utilisation de ce nouveau modèle de canal est recommandée.

Après l'étude de la modélisation des canaux MIMO, nous nous sommes concentrés sur la conception

de nouveaux codes espace- temps dans le but d'avoir une transmission radio plus robuste et afin de remédier aux imperfections des canaux. Les codes espaces-temps que nous avons proposés sont conçus pour les systèmes MIMO utilisant la modulation OFDM. En effet, nous avons montré que pour les faibles débits, nous pouvons remplacer la diversité spatiale par de la diversité fréquentielle à condition que les coefficients fréquentiels du canal soient décorrélés. D'ailleurs, nous avons comparé nos schémas de codage à ceux du code de Tarokh à quatre antennes et du code d'Alamouti à deux antennes, pour la même efficacité spectrale. Cette comparaison a montré que nos schémas constituent un bon compromis entre performances en termes de taux d'erreur binaire, du rapport signal sur bruit et du coût global du système. En effet, nos codes présentent, d'une part, des taux d'erreurs binaires meilleurs que ceux du code d'Alamouti tout en étant légèrement moins bons que ceux du code de Tarokh. D'autre part, en termes de nombre d'antennes, nos schémas de codage nécessitent uniquement deux antennes à l'émission alors que celui de Tarokh s'applique à quatre antennes émettrices. L'utilité de ces schémas proposés concerne essentiellement les modes à faible débit, où ils peuvent assurer une extension de la couverture.

Dans la deuxième partie, nous nous sommes intéressés à l'étude de systèmes de communication sans-fils exploitant la macro-diversité spatiale. Deux types de systèmes de macro-diversité ont été étudiés : systèmes MIMO de macro-diversité et canaux à relais. Lors de l'étude des systèmes MIMO de macro-diversité, nous avons commencé, dans un premier temps, par la modélisation du bloc radio fréquence d'un récepteur équipé d'une seule antenne, à la recherche de ce qui pourrait changer entre le contexte de micro- diversité et le contexte de macro- diversité. Nous avons proposé un modèle plus réaliste du bloc radio- fréquence, qui fournit une description plus fine de la variation du rapport signal à bruit instantané en fonction de la puissance reçue. La modélisation d'un système à antennes multiples a nécessité la définition de conditions différentes de contrôle automatique de gain, suivant leurs zones de fonctionnement. L'impact de ces modèles sur les performances des systèmes MIMO de micro- diversité a été, dans un second temps, étudié en termes de capacité. Nous nous sommes, ensuite, placés dans un contexte de macro- diversité et nous avons analysé la capacité du système MIMO de macro- diversité en fonction des modèles proposés pour des scénarios différents. Nous avons montré que pour les deux contextes, le modèle raffiné permet de fournir une meilleure description de la variation de la capacité des systèmes MIMO réellement observée lorsque l'émetteur(s) est (sont) proche(s) du récepteur(s). En effet, nous avons constaté que la capacité d'un système MIMO prenant en compte le modèle classiquement utilisé du bloc radio fréquence tend vers l'infini lorsque l'émetteur s'approche du récepteur, alors que celle du système considérant le modèle proposé sature. Nous avons, ainsi, cherché les situations, où l'utilisation de la macro- diversité dans un système MIMO est très avantageuse. Nous sommes arrivés à la conclusion

que la macro- diversité est d'autant plus utile que la distance entre l'émetteur(s) et le récepteur(s) est grande.

Dans le deuxième chapitre de cette deuxième partie, nous nous sommes intéressés à l'étude d'un canal à deux relais mis en parallèle. Nous avons formulé et résolu le problème d'allocation optimale de puissance entre les deux relais afin de minimiser la probabilité d'erreur du côté de la destination, sous la contrainte d'un budget de puissance donné. Nous avons montré que lorsque la puissance mise en jeu est au dessous d'un certain seuil, la transmission relayée donne une probabilité d'erreur meilleure que la transmission directe. Cette comparaison est faite à même efficacité spectrale, avec une même puissance totale mise en jeu, et à une même distance de séparation entre la source et la destination. De plus, nous avons remarqué que l'allocation optimale de puissance donne une probabilité d'erreur légèrement meilleure que l'allocation uniforme et que ce gain est d'autant plus important que les liens source/relai et relai/destination sont dissymétriques. Puis concernant la position des relais, nous avons noté que la transmission relayée est d'autant plus performante que les relais se trouvent plus proches de la source que de la destination.

L'analyse des performances des systèmes de communications sans- fils exploitant micro et macro-diversité spatiale, effectué dans le cadre de cette thèse, peut constituer un travail préliminaire à l'étude des problèmes de transmission dans les réseaux ad hoc. L'intérêt pour la couche physique de ce type de réseaux est assez récent, la majorité des travaux publiés se sont focalisés sur les couches supérieures à la couche physique, précisément la couche liaison et la couche de contrôle d'accès au support (Media Access Control, MAC). Des approches pour l'allocation de puissance et d'autres pour les problèmes de routage sont au centre des travaux publiés. Après avoir étudié un problème d'allocation de puissance dans un canal à deux relais, nous comptons continuer à travailler sur les canaux à relais pour une meilleure compréhension de leur fonctionnement. Notre intérêt pour les canaux à relais est motivé par le fait que l'étude des canaux à relais constitue une première approche à l'étude des réseaux ad hoc.

Dans les systèmes à relais, il serait intéressant de concevoir des schémas de codage spatio-temporels qui profitent de la diversité de coopération afin d'avoir des transmissions plus robustes. Récemment, certains travaux [36, 11, 113, 96] ont étudié l'application des codes espace- temps, initialement conçus pour des systèmes MIMO de micro- diversité, à des canaux à relais. Mais, l'inconvénient d'introduire des relais entre une source et sa destination induit la réduction de l'efficacité spectrale. D'où la nécessité de concevoir de nouveaux schémas de codage spatio-temporel plus adaptés aux canaux à relais, permettant

de compenser cette réduction de l'efficacité spectrale. Cet objectif présente une des directions que nous envisageons d'explorer prochainement.

Afin de compléter notre étude de modélisation réaliste de canaux MIMO de macro- diversité, nous proposons de prendre en compte les corrélations entre les signaux reçus et/ou émis, le bloc RFFE, les vrais valeurs des retards du canal, et les angles de départ et d'arrivées. Ainsi, nous aurons une fine modélisation du canal qui prendrait en compte tous les paramètres pouvant influencer les performances des systèmes de communication sans- fils.

Finalement, il reste tellement de directions à prospecter dans l'étude des systèmes de communication sans-fils et plus particulièrement dans les réseaux ad hoc que nous pourrions pas les énumérer toutes.

Annexes

Annexe A

Information theory useful results :The mutual information expression

The system capacity is given by :

$$C = \max_{p(x^1, x^2, \dots, x^{n_T}; y^1, y^2, \dots, y^{n_R})} \{I(\mathbf{x}; \mathbf{y})\} \quad (\text{A.1})$$

The mutual information can be given by :

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = h(\mathbf{y}) - h(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \quad (\text{A.2})$$

$$\stackrel{(a)}{=} h(\mathbf{y}) - h(\mathbf{n}) \quad (\text{A.3})$$

$$\stackrel{(b)}{\leq} \log_2 (\pi \det(\text{cov}\{\mathbf{y}\})) - \log_2 (\pi \det(\text{cov}\{\mathbf{n}\})) \quad (\text{A.4})$$

$$\stackrel{(c)}{=} \log_2 \left(\frac{\det(\text{cov}\{\mathbf{n}\} + \mathbf{H} \text{cov}\{\mathbf{x}\} \mathbf{H}^H)}{\det(\text{cov}\{\mathbf{n}\})} \right) \quad (\text{A.5})$$

$$= \log_2 (\det(\mathbf{I}_{n_R} + \text{cov}\{\mathbf{n}\}^{-1} \mathbf{H} \Sigma \mathbf{H}^H)) \quad (\text{A.6})$$

where

(a) follows from the fact that $h(\mathbf{H}\mathbf{x}|\mathbf{x}) = 0$

(b) follows from the fact that circularly-symmetric Gaussian distribution maximizes entropy [31]

(c) is because of the independence of the sent vector \mathbf{x} and the Gaussian noise vector \mathbf{n} .

which boils down to the final capacity expression.

Annexe B

Optimal power allocation

We start by recalling the Karush-Kuhn-Tucker theorem for convex programming used when solving the optimal power allocation problem :

Theorem (Karush-Kuhn-Tucker) *let $f, g_1, \dots, g_m : \mathbf{R}^n \rightarrow (-\infty, +\infty)$ be convex functions, let $S \subset \mathbf{R}^n$ be a convex set. Also, let A be an $p \times n$ -matrix and let $b \in \mathbf{R}^p$. Define $L := \{x : Ax = b\}$.*

Consider the convex programming problem

$$(P) \inf_{x \in S} f(x) : g_1(x) \leq 0, \dots, g_m(x) \leq 0, Ax - b = 0$$

Let \bar{x} be a feasible point of (P), denote by $I(\bar{x})$ the set of all $i \in \{1, \dots, m\}$ for which $g_i(\bar{x}) = 0$.

(i) \bar{x} is an optimal solution of (P) if there exist vectors of multipliers $\bar{u} \in \mathbf{R}^p$, $\bar{v} \in \mathbf{R}^m$ and $\bar{\eta} \in \mathbf{R}^n$ such that

$$\bar{u}_i g_i(\bar{x}) = 0 \text{ for } i = 1, \dots, m \text{ (complementary slackness),}$$

$$0 \in \delta f(\bar{x}) + \sum_{i \in I(\bar{x})} \bar{u}_i \delta g_i(\bar{x}) + A\bar{v} + \bar{\eta} \text{ (normal Lagrange inclusion)}$$

and

$$\bar{\eta}^t (x - \bar{x}) \leq 0 \text{ for all } x \in S \text{ (obtuse angle property)}$$

(ii) Conversely, if \bar{x} is an optimal solution of (P) and if

$$\bar{x} \in \text{int dom } f \cap \bigcap_{i \in I(\bar{x})} \text{int dom } g_i \text{ and } \text{int } S \cap L \neq \emptyset \text{ (regularity condition)}$$

then there exist multipliers $\bar{u} \in \{0, 1\}$, $\bar{v} \in \mathbf{R}^l$, $(\bar{u}, \bar{v}) \neq (0, 0)$, $\bar{v} \in \mathbf{R}$ and $\bar{\eta} \in \mathbf{R}^n$ such that the complementarity slackness relationship and obtuse angle property of part (i) hold, together with :

$$0 \in \bar{u} \delta f(\bar{x}) + \sum_{i \in I(\bar{x})} \bar{u} \delta g_i(\bar{x}) + A \bar{v} + \bar{\eta} \quad (\text{Lagrange inclusion})$$

Here the normal Lagrange inclusion occurs when $\bar{u} = 1$ and the abnormal Lagrange inclusion when $\bar{u} = 0$.

B.1 Solving the optimal allocation problem without constraint

The problem of optimization is equivalent to :

$$\begin{aligned} & \min [\text{BER}(\bar{\gamma}_1) + \text{BER}(\bar{\gamma}_3)] \text{BER}(\bar{\gamma}_4) + \text{BER}(\bar{\gamma}_2) \text{BER}(\bar{\gamma}_3) \\ & \text{subject to } \begin{cases} P_1 + P_2 = P_T \\ P_i \leq P_{\max}, \quad i = 1, 2 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

We first neglect the second constraint in order to simplify the optimization problem. Using Lagrange multiplier minimization method, the modified objective function can be written as

$$\begin{aligned} J(P_1, P_2) = & [\text{BER}(\bar{\gamma}_1) + \text{BER}(\bar{\gamma}_3)] \text{BER}(\bar{\gamma}_4) \\ & + \text{BER}(\bar{\gamma}_2) \text{BER}(\bar{\gamma}_3) - \lambda(P_1 + P_2 - P_T) \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

The derivation of the Lagrangian function with respect to the power P_1 and P_2 leads to the optimal power allocation. Hence, we have to solve the following equation :

$$\frac{\delta J(P_1, P_2)}{\delta P_i} = 0, \text{ for } i = 1, 2 \quad (\text{B.3})$$

We have

$$\frac{\delta J(P_1, P_2)}{\delta P_1} = -\frac{1.6\Omega_3}{0.2f(k_i)} \text{BER}(\bar{\gamma}_3)^2 [\text{BER}(\bar{\gamma}_2) + \text{BER}(\bar{\gamma}_4)] + \lambda = 0 \quad (\text{B.4})$$

and

$$\frac{\delta J(P_1, P_2)}{\delta P_2} = -\frac{1.6\Omega_4}{0.2f(k_i)} \text{BER}(\bar{\gamma}_4)^2 [\text{BER}(\bar{\gamma}_1) + \text{BER}(\bar{\gamma}_3)] + \lambda = 0 \quad (\text{B.5})$$

(B.4) / (B.5) and substituting P_2 by $P_T - P_1$ gives :

$$\begin{aligned} & P_1^2 [\beta^2 \Omega_4^2 - K(\bar{\gamma}_1, \bar{\gamma}_2) \beta^2 \Omega_3^2] + \\ & P_1 [2\beta^2 \Omega_4^2 P_T - 2\beta \Omega_4 - 5\text{BER}(\bar{\gamma}_2) \beta \Omega_4 - 2\beta \Omega_3 K(\bar{\gamma}_1, \bar{\gamma}_2) - 5\beta \Omega_3 \text{BER}(\bar{\gamma}_1) K(\bar{\gamma}_1, \bar{\gamma}_2)] \\ & + 1 + \beta^2 \Omega_4^2 P_T^2 + 2\beta \Omega_4 P_T + 5\text{BER}(\bar{\gamma}_2) (1 + \beta \Omega_4 P_T) - K(\bar{\gamma}_1, \bar{\gamma}_2) [1 + 5\text{BER}(\bar{\gamma}_1)] = 0 \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

where $\beta = \frac{1.6}{f(k_i)}$ and $K(\Omega_3, \Omega_4) = \frac{\text{BER}(\tilde{\gamma}_1)\Omega_4}{\text{BER}(\tilde{\gamma}_2)\Omega_3}$. (B.6) is a second degree equation. Computing the Δ , we find that it is positive, thus (B.6) has two solutions, the positive one is given by :

$$P_1^*(\Omega_3, \Omega_4) = \frac{-\mu(\Omega_3, \Omega_4) - \delta(\Omega_3, \Omega_4)}{2\alpha(\Omega_3, \Omega_4)} \quad (\text{B.7})$$

where

$$\begin{aligned} \alpha(\Omega_3, \Omega_4) &= \beta^2[\Omega_4^2 - K(\Omega_3, \Omega_4)\Omega_3^2] \\ \mu(\Omega_3, \Omega_4) &= -\beta[2\Omega_4 + 5\text{BER}(\tilde{\gamma}_2)\Omega_4 \\ &\quad + K(\Omega_3, \Omega_4)(2\Omega_3 + 5\text{BER}(\tilde{\gamma}_1)\Omega_3)] \\ &\quad + 2\beta^2 P_T \Omega_4^2 \\ \nu(\Omega_3, \Omega_4) &= 1 + \beta^2 P_T^2 \Omega_4^2 + 5\text{BER}(\tilde{\gamma}_2)(1 + \beta P_T \Omega_4) \\ &\quad - 5K(\Omega_3, \Omega_4)[1 + \text{BER}(\tilde{\gamma}_1)] + 2\beta P_T \Omega_4 \\ \delta(\Omega_3, \Omega_4) &= \sqrt{\mu(\Omega_3, \Omega_4)^2 - 4\alpha(\Omega_3, \Omega_4)\nu(\Omega_3, \Omega_4)} \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Finally, P_2 is deduced from the expression of P_1 : $P_2 = P_T - P_1$.

Then taking into account the clipping, we find the final solution presented in chapter 6. This solution satisfies the discarded constraint $P_i \leq P_{\max}$, $i = 1, 2$.

Références Bibliographiques

Bibliographie

- [1] IEEE 802.11a. High Speed Physical Layer in the 5GHz band. Draft Supplement to Standard IEEE 802.11, IEEE, New York, January 1999.
- [2] A. A. Abu-Dayya and N. C. Beaulieu. micro- and macrodiversity MDPSK on shadowed frequency-selective channels. *IEEE Transactions on Communications*, 43 :2334–2343, August 1995.
- [3] F. Adachi and K. Ohno. BER performance of QDPSK with post-detection diversity reception in mobile radio channels. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 40 :337–249, February 1991.
- [4] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri. Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Fall*, volume 3, pages 2232–2236, Canada, 1998.
- [5] S.M. Alamouti. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8) :1451–1458, October 1998.
- [6] A. A. Ali and I. A. Al-Khadi. On the use of repetition coding with binary digital modulations on mobile channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 28(1) :14–18, February 1989.
- [7] S. A. Alkhwaldeh and Y. R. Shayan. An extended space-time transmit diversity scheme for frequency selective fading channels. In *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pages 1663–1666, Montreal, 2003.
- [8] P. A. Anghel and M. Kaveh. Exact symbol error probability of a cooperative network in Rayleigh fading environment. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3 :1416–1421, March 2004.
- [9] D. Astély. *On antenna arrays in mobile communication systems : Fast fading and GSM Base station receiver algorithms*. PhD thesis, Royal Inst. Technology, March 1999.
- [10] E. J. Balder. Working with the convex Karush-Kuhn-Tucker theorem.

- [11] S. Barbarossa and G. Scutari. Distributed space-time coding strategies for wideband multihop networks : regenerative vs. non-regenerative relays. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, volume 4, pages 501,504, Montreal, Canada, May 2004.
- [12] G. Bauch. Space-time block codes versus space-frequency block codes. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Spring*, volume 1, pages 567–571, 2003.
- [13] R.C. Bernhardt. Macroscopic diversity in frequency reuse radio systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5 :862–870, June 1987.
- [14] L. Berriche, K. Abed-Meraim, and J. C. Belfiore. Cramer-Rao bounds for MIMO channel estimation. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, volume 4, pages 397–400, Montreal, Canada, May 2004.
- [15] C. Berrou, C. Glavieux, and P. Thitimajshima. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo-codes. In *Proceedings of the Int. Conf. on Communications*, pages 1064–1070, Geneva, Switzerland, May 1993.
- [16] E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai(Shitz). Fading channels : Information-theoretic and communications aspects. *IEEE Trans. on Information Theory*, pages 2619–2692, October 1998.
- [17] H. Bölcskei, D. Gesbert, and A.J. Paulraj. On the Capacity of Wireless Systems Employing OFDM-Based Spatial Multiplexing. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Istanbul, Turkey, June 2000.
- [18] H. Bolsckei, D. Gesbert, and J. Paulraj. On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems. *IEEE Trans. on Communications*, 50(2) :225–234, February 2002.
- [19] J. W. Brewer. Kronecker products and matrix calculus in system theory. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 25(9) :772–781, September 1978.
- [20] C. S. Burrus. Efficient Fourier Transform and Convolution Algorithms. In J. S. Lim and A. V. Oppenheim, editors, *Advanced Topics in Digital Signal Processing*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, USA, 1988.
- [21] C. S. Burrus and T. W. Parks. *DFT/FFT and Convolution Algorithms*. John Wiley, New York, 1985.
- [22] S. Chen and T. Yao. A space-time coded multi-antenna OFDM scheme over frequency-selective fading channels. In *proceedings of IEEE Personal Indoor Mobile Radio Communications Conf.*, volume 1, pages 328–331, 2003.

- [23] W. Choi and J. M. Cioffi. Multiple input/multiple output (MIMO) equalization for space-time block coding. In *IEEE Pacific Rim Conf. Communications Computers and Signal Processing*, pages 341–344, 1999.
- [24] W. Choi and J. M. Cioffi. Space-time block codes over frequency selective Rayleigh fading channels. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Fall*, volume 5, pages 2541–2545, Amsterdam, 1999.
- [25] C. Chuah, J. M. Kahn, and D. Tsé. Capacity of multi-antenna array systems in indoor wireless environment. In *GLOBECOM conference records*, Sydney, 1998.
- [26] S. Chung and A. J. Goldsmith. Degrees of freedom in adaptive modulation : a unified view. *IEEE Transactions on Communications*, 49(9) :1561–1571, September 2001.
- [27] L. J. Cimini. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Trans. on Communications*, 33(6) :665–675, July 1985.
- [28] ETSI Normalization Commitee. Channel Models for HIPERLAN/2 in different indoor scenarios. Draft Supplement to Standard IEEE 802.11, norme ETSI, document 3ERI085B, European Telecommunications Standards Institute, Sofia-Antipolis Valbonne, 1998.
- [29] ETSI Normalization Commitee. Channel models for HIPERLAN/2 in different indoor scenarios, norme ETSI. *Document 3ERI085B, European Telecommunications Standards Institute, Sophia-Antipolis, Valbonne, France,, 1998.*
- [30] ETSI Normalization Commitee. Broadband Radio Access Networks (BRAN) ; HIPERLAN Type 2 ; Physical (PHY) Layer. Norme ETSI, document RTS0023003-R2, European Telecommunications Standards Institute, Sophia-Antipolis, Valbonne, France, February 2001.
- [31] T. Cover and J. Thomas. *Elements of Information Theory*. Wiley, 1991.
- [32] Thomas M. Cover and Abbas A. El Gamal. Capacity theorems for the relay channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 25(5) :572–584, September 1979.
- [33] Marc de Courville. *Utilisation de bases orthogonales pour l’algorithmique adaptative et l’égalisation des systèmes multiporteuses*. PhD thesis, École Nationale Supérieure des Télécommunications, October 1996.
- [34] P. Dirner and N. J. Holmdel. Measured frequency diversity improvement for digital radio. *IEEE Transactions on Communications*, 33(1) :106–109, February 1985.
- [35] A. Dogandzic and A. Nehorai. Finite-length MIMO equalization using correlation analysis. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 52 :984–989, April 2002.

- [36] M. Dohler. *Virtual antenna arrays*. PhD thesis, King's college London, university of London, November 2003.
- [37] R. B. Ertel, P. Cardieri, K. W. Sowerby, T. S. Rappaport, and J. H. Reed. Overview of spatial channel models for antenna array communication systems. *IEEE Pers. Commun.*, 5 :10–22, February 1998.
- [38] G.J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Tech. J.*, pages 41–59, Autumn 1996.
- [39] G.J. Foschini and M.J. Gans. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas. *Wireless Personal Communications*, 6 :311–335, 1998.
- [40] R. M. Gagliardi. *Introduction to communication engineering*. Willey & Sons, 2nd ed., 1988.
- [41] M. Gastapr and M. Vitterli. On the capacity of wireless networks : the relay case. *INFOCOM, Twenty-First Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies.*, 3 :1577–1586, 23-27 Jun 2002.
- [42] H. Ge, K. D. Wong, M. Barton, and J.C. Liberti. Statistical characterization of multiple-input multiple-output (MIMO) channel capacity. *Wireless communications and networking conference*, 2 :798–793, March 2002.
- [43] B. Glance and L. Greenstein. Frequency-selective fading effects in digital mobile radio with diversity combining. *IEEE Trans. on Communications*, 31 :1085–1094, September 1983.
- [44] G. H. Golub and C. F. Van Loan. *Matrix Computations*. John Hopkins University Press, 1996.
- [45] Y. Gong and K. Ben Letaief. An efficient space-frequency coded OFDM system for broadband wireless communications. *IEEE Transactions on Communications*, 51(11) :2019–2029, November 2003.
- [46] A. Graham. *Kronecker Products and Matrix Calculus with Applications*. Ellis Horwood Limited, 1981.
- [47] Piyush Gupta and P.R. Kumar. The capacity of wireless networks. *IEEE Transactions on Information Theory*, 46(2) :388–404, March 2000.
- [48] Piyush Gupta and P.R. Kumar. Towards an information theory of large networks : an achievable rate region. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(8) :1877–1894, August 2003.
- [49] M. O. Hasna and M.-S. Alouini. Optimal power allocation for relayed transmissions over Rayleigh-fading channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 3(6) :1999–2004, November 2004.

- [50] Roger A. Horn and Charles R. Johnson. *Matrix Analysis*. Cambridge University Press, 1990.
- [51] A. Host-Madsen. On the capacity of wireless relaying. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Spring*, volume 3, pages 24–28, October 2003.
- [52] A. Host-Madsen and J. Zhang. Ergodic capacity and power allocation in wireless relay channels. In *GLOBECOM conference records*, volume 1, pages 26–30, November 2004.
- [53] A. Hottinen, O. Tirkonnen, and R. Wichmann. *Multi-antenna transceiver techniques for 3G and beyond*. Wiley, England, 2003.
- [54] Zang J and V. A. Aalo. Effect of macrodiversity on average-error probabilities in a Ricean fading channel with correlated log-normal shadowing. *IEEE Transactions on Communications*, 49 :1503–1507, January 2001.
- [55] Z. Jingmei, Z. Qi, S. Chunju, W. Ying, and Z. Zhang. Adaptive optimal transmit power allocation for two-hop non-regenerative wireless relaying system. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Spring*, volume 2, pages 1213–1217, May 2004.
- [56] J. Khun-Jush, P. Schramm, U. Wachsmann, and F. Wenger. Structure and Performance of the HIPERLAN/2 Physical Layer. In *Proceedings of the IEEE VTC conference*, volume 5, pages 2667–2671, Amsterdam, Netherlands, June 1999.
- [57] E. Ko, P. Joo, C. Kang, and D. Hong. Improved transmit diversity using space-time block coding for OFDM systems. In *MILCOM*, volume 2, pages 1034–1038, October 2002.
- [58] G. Kramer and M. Gastpar. Capacity theorems for wireless relay channels. In *41st Allerton Conference on communication, Control, and Computer*, October 2003.
- [59] M. Kuhn, I. Hammerstroem, and A. Wittneben. Linear scalable space-time codes : tradeoff between spatial multiplexing and transmit diversity. In *IEEE Workshop on Signal Processing, advances in wireless communications (SPAWC)*, pages 21–25, 2003.
- [60] J. N. Laneman. *Cooperative diversity in wireless networks : algorithms and architectures*. PhD thesis, Massachusetts institute of technology, September 2002.
- [61] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell. Cooperative diversity in wireless networks : efficient protocols and outage behavior. *IEEE Transactions on Information Theory*, October 2003.
- [62] J. N. Laneman, G. W. Wornell, and D. N. C. Tse. An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks. In *IEEE International Symposium on Information Theory*, page 294, June 2001.

- [63] King F. Lee and Douglas B. Williams. A Space-Frequency Diversity Technique for OFDM Systems. In *GLOBECOM conference records*, volume 3, pages 1473–1477, 2000.
- [64] W. C. Y. Lee. Effects on correlation between two mobile radio base-station antennas. *IEEE Trans. on Communications*, 21 :1214–1224, November 1973.
- [65] Y. Li, L. J. Cimini, and N. R. Shollenberger. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels. *IEEE Trans. on Communications*, 46(6) :902–915, July 1998.
- [66] X.-B. Liang and X.-G. Xia. On the nonexistence of rate-one generalized complex orthogonal designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(11) :2984–2989, November 2003.
- [67] T. Liew and L. Hanzo. Space-time codes and concatenated channel codes for wireless communications. In *Proceedings of the IEEE*, volume 90, pages 187–219, February 2002.
- [68] Z. Liu, G. B. Giannakis, S. Barbarossa, and A. Scaglione. Transmit-antennae space-time block coding for generalized OFDM in the presence of unknown maultipath. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 19 :1352–1364, July 2001.
- [69] S. Mukherjee and D. Avidor. Effect od microdiversity and correlated macrodiversity on outages in a cellular system. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(1) :50–58, January 2003.
- [70] R. U. Nabar, H. Bolcskei, and F. W. Kreubuhler. Fading relay channels ; performance limits and space-time signal processing. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 22(6) :1099–1109, August 2004.
- [71] S.-H. Oh. MIMO channel estimation method using ray-tracing propagation model. *Electronics Letters*, 40 :1350–1352, October 2004.
- [72] I. Ouachani, P. Duhamel, and K. Gosse. Macro-diversity versus micro-diversity system capacity with realistic receiver RFFE model. *submitted to IEEE Journal, Trans. on Commununications*, 2005.
- [73] I. Ouachani, P. Duhamel, and K. Gosse. Optimal power allocation for parallel regenerative two-relayed wireless transmission. In *Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, 30 oct-2 nov 2005.
- [74] I. Ouachani, P. Duhamel, K. Gosse, S. Rouquette, and D. Bateman. Macro-diversity versus micro-diversity system capacity with realistic receiver RFFE model. In *Motorola Antenna Symposium*, 1-5 Nov 2004.

- [75] I. Ouachani, P. Duhamel, K. Gosse, S. Rouquette, and D. Bateman. Impact of realistic receiver RFFE model on macro-diversity versus micro-diversity system capacity. In *proceedings of IEEE Personal Indoor Mobile Radio Communications Conf.*, 11-14 September 2005.
- [76] I. Ouachani, P. Duhamel, K. Gosse, S. Rouquette, and D. Bateman. Macro-diversity versus micro-diversity system capacity with realistic receiver RFFE model. In *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 5-8 June 2005.
- [77] I. Ouachani, K. Gosse, and P. Duhamel. Capacity of an OFDM Spatial Multiplexing System in Presence of Realistic Channel Delay Profiles. In *IEEE International Symposium on Information Theory*, page 33, 29 June-4 July 2003.
- [78] I. Ouachani, K. Gosse, and P. Duhamel. New Space-time Frequency block codes over 2 transmit antennas using an OFDM system. In *IEEE International Symposium on Control, Communications, and Signal Processing*, 21-24 march 2004.
- [79] I. Ouachani, K. Gosse, and P. Duhamel. Capacity of an OFDM Spatial Multiplexing System in Presence of Realistic Channel Delay Profiles. *submitted to IEEE Journal, Trans. on Communucations*, 2005.
- [80] P. Petrus, J. H. Reed, and T. S. Rappaport. Effects of directional antennas at the base station on the Doppler spectrum. *IEEE Communications Letters*, 1(2) :40–42, March 1997.
- [81] J. G. Proakis. *Digital communications*. New York McGraw Hill, 4th ed., 1998.
- [82] M. Qin and S. Blum. Properties of space-time codes for frequency-selective channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(3) :694–702, March 2004.
- [83] J. Radon. Lineare sharen orthogonaler matrizen. In *Abhandlungen aus dem Methematischen Seminar der Hamburgishen Universität*, volume 1, pages 1–14, 1922.
- [84] G. G. Raleigh and V. K. Jones. Multivariate modulation and coding for wireless communication. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 17 :851–866, January 1999.
- [85] G.G. Raleigh and J.M. Cioffi. Spatio-Temporal Coding for Wireless Communication. *IEEE Trans. on Communications*, 46(3) :357–366, March 1998.
- [86] T. S. Rappaport. *Wireless communications : Principles and Practice*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1996.
- [87] J. Saltz and J. H. Winters. Effects of fading correlation on adaptative arrays in digital wireless communications. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1785–1774, 1993.

- [88] S. Sandhu and A. Paulraj. Space-time block codes : a capacity perspective. *Communications Letters*, 4(12), December 2000.
- [89] S. Sandhu, A. Paulraj, and K. Pandit. On non-linear space-time block codes. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, volume 3, pages 2417–2420, Orlando, FL, 2002.
- [90] R. Schober, W. H. Gerstacker, and L. H.-J. Lampe. Performance analysis and design of STBCs for frequency-selective fading channels. *IEEE Trans. on Communications*, 3(3) :734–744, May 2004.
- [91] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang. User cooperation diversity-Part I : implementation aspects and performance analysis. *IEEE Transactions on Communications*, 51(11) :1939–1948, November 2003.
- [92] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang. User cooperation diversity-Part I : system description. *IEEE Transactions on Communications*, 51(11) :1927–1938, November 2003.
- [93] C. E. Shannon. A mathematical theory of communication. Technical journal, AT & T Bell Labs, October 1948.
- [94] D.-S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn. Fading correlation and its effect on the capacity of mutlielement antennae systems. *IEEE Trans. on Communications*, 48(3) :502–513, March 2000.
- [95] M. K. Simon and M.-S. Alouini. *Digital communication over fading channels*. Willey, 2nd ed., 2004.
- [96] A. Stefanov and E. Erkip. Cooperative space-time coding for wireless networks. In *IEEE Information Theory Workshop*, pages 50–53, April 2003.
- [97] K. Suto and T. Ohtsuki. Performance evaluation of space-time-frequency block codes over frequency selective fading channels . In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Fall*, volume 3, pages 1466–1470, September 2002.
- [98] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Calderbank. Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(5) :1456–1467, July 1999.
- [99] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Calderbank. Space-Time Block Coding for Wireless Communications : Performance Results. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(3) :451–460, March 1999.

- [100] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank. Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication : Performance Criterion and Code Construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(2) :744–765, March 1998.
- [101] I.E. Telatar. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels. Technical report, AT & T Bell Labs, 1995.
- [102] M. Torabi and M. R. Soleymani. Space-time-frequency CODM with Power allocation for broadband wireless communications. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Fall*, volume 1, pages 209–212, March 2002.
- [103] A. M. D. Turkmani. Performance evaluation of a composite microscopic plus macroscopic diversity system. In *IEE Proceedings I, Communication, Speech, Vision*, volume 138, pages 15–20, February 1991.
- [104] Edward C. van der Meulen. A survey of multi-way channels in information theory. *IEEE International Symposium on Information Theory*, 23(1) :1–37, July 2002.
- [105] S. Verdù. Fifty years of Shannon theory. *IEEE Trans. on Information Theory*, 44(6) :2057–2078, October 1998.
- [106] L.-C. Wang, G. L. Stüber, and C.-T. Lea. Effects of Ricean fading and branch correlation on a local-mean-based macro-diversity cellular system. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 48 :429–436, March 1999.
- [107] Z. Wang and G.B. Giannakis. Wireless multicarrier communications : where Fourier meets Shannon. *IEEE Signal Processing Magazine*, 17(3) :29–48, May 2000.
- [108] J. Winters. On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5(5) :871–878, June 1987.
- [109] J. H. Winters. Smart antennas for wireless systems. In *IEEE Personal Communications URSI International Symposium on signals, Systems and Electronics*, pages 23–27, Istanbul, Turkey, February 1998.
- [110] L.-L. Xie and P.R. Kumar. A network information theory for wireless communication : scaling and optimal operation. *Submitted to IEEE Trans. Information Theory*, April 2002.
- [111] L.-L. Xie and P.R. Kumar. An achievable rate for the multiple level relay channel. *Submitted to IEEE Trans. Information Theory*, November 2003.
- [112] Y. Xin, Z. Wang, and G. B. Giannakis. Space-time constellation-Rotating codes maximizing diversity and coding gains. In *GLOBECOM conference records*, volume 1, pages 455–459, 2001.

- [113] J. Zhang, C. Shao, Y. Wang, and P. Zhang. Optimal power allocation for non-regenerative relaying system based on STBC. In *proceedings of IEEE Personal Indoor Mobile Radio Communications Conf.*, volume 1, pages 739,743, September 2004.

Résumé : cette thèse s'intéresse à l'étude de la couche physique des réseaux locaux sans-fil dits WLAN (Wireless Local Area Networks). Durant les dernières décennies, les applications destinées aux réseaux locaux sans-fil sont devenues de plus en plus nombreuses, d'où la nécessité d'avoir des débits de transmission plus importants. Cependant, les ingénieurs de conception des systèmes de communication radio sont généralement confrontés à de nombreux challenges ; Parmi ceux-ci nous citons la limitation de la bande fréquentielle du canal, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements et trajets multiples), etc. Les techniques de diversité et plus particulièrement les techniques de diversité spatiale s'avèrent très efficaces pour réduire l'impact de ces problèmes sur les performances des systèmes sans-fil. Cette thèse s'intéresse à l'analyse de performance de systèmes de communications sans-fil exploitant micro- et macrodiversité. Dans une première partie, les systèmes de communication MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) utilisant la modulation OFDM sont considérés. L'impact de considérer le vrai profil des retards du canal sur la capacité ergodique et la capacité complémentaire est étudié. Puis deux schémas de codage spatio-temporels de rendement 1/2 sont proposés pour le système MIMO muni de deux antennes émettrices qui, profitant des propriétés de la modulation OFDM, présentent une diversité qui converge vers celle d'un système MIMO ayant 4 antennes émettrices et utilisant un schéma de codage de rendement 1/2. Dans une deuxième partie, les systèmes à antennes multiples dans un contexte de macro-diversité sont étudiés. L'analyse de performance des systèmes MIMO dans un contexte de micro-diversité est effectuée en termes de capacité ergodique. Cette étude est faite en prenant en considération un modèle réaliste du bloc radio-fréquence (RFFE). Les résultats trouvés montrent que ce nouveau modèle de canal permet de décrire la saturation de la capacité, phénomène observé dans des implémentations réelles. Ensuite, un algorithme d'allocation optimale de puissance est proposée pour un système de transmission à deux relais numériques mis en parallèle. L'optimisation est faite sous la contrainte d'un certain budget de puissance afin de minimiser le taux d'erreur au niveau de la destination. Il est à noter que l'allocation de puissance est d'autant plus utile que les liens relayés sont dissymétriques, et que la transmission relayée peut être plus performante que la transmission directe dans certains contextes.

Mots-clés : systèmes à antennes multiples (MIMO), OFDM, canal à relais, calcul de capacité, codage spatio-temporel, block radio-fréquence, modélisation réaliste des canaux, allocation de puissance, micro-diversité, macro-diversité.

Abstract : wireless systems are now popular worldwide to help people and machines to communicate with each other independently of their location. Hence, the demand for capacity in cellular and wireless local area networks has grown in a literally explosive manner during the last decade. But, data transmission over wireless communication suffers from several channel impairments such as fading and cochannel interference. An efficient technique to mitigate the fading and increase the communication link robustness is the spatial diversity.

This thesis deals with the performance analysis of wireless communication systems exploiting spatial micro- and macro-diversity. The first part is concerned with the investigation of Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) systems using Orthogonal Frequency division Multiplexing (OFDM), in the micro-diversity context. It is shown that taking into account the real channel delay profile can have an impact on the MIMO/OFDM system ergodic and outage capacities, when a parametrized channel model is considered. Then, two space-time block coding schemes are proposed for a MIMO/OFDM system using two transmit antennas. These schemes, based on the Alamouti code, partially simulate the spatial diversity by the frequency one by taking advantages of the OFDM modulation, and present a rate of a half. We find that the diversity order of the proposed schemes converges to a half-rate scheme using 4 antennas instead of 2.

The second part deals with the performance of wireless systems exploiting spatial macro-diversity. First, a realistic channel model based on a refinement of the Radio-Frequency Front-End (RFFE) is proposed. The impact of this realistic channel model on the MIMO system capacity is investigated, in both the micro- and macro-diversity contexts. It is shown that this refined channel model can describe the capacity behavior as observed in real implementations. Then, an optimal power allocation algorithm is proposed for the two-relay regenerative parallel transmission system. This optimization, subject to a certain power budget to be allocated between the two relays, is done in order to minimize the BER at the destination. It is found that the relayed transmission can give better results than the direct transmission, and that the optimal power allocation is more useful when the relayed links are unbalanced.

Keywords : MIMO systems, OFDM, relay channel, capacity calculation, Space-Time Block Coding (STBC), RFFE, realistic channel model, power allocation, micro-diversity, macro-diversity.